

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19)世界知的所有権機関
国際事務局



(43)国際公開日
2005年10月6日 (06.10.2005)

PCT

(10)国際公開番号
WO 2005/093962 A1

(51)国際特許分類⁷: H04B 1/707, (SASAKI, Makoto). 榎貴志 (ENOKI, Takashi). 飯塚力巳 (IZUKA, Katsumi).
1/10, H04J 1/14, H04L 27/38

(21)国際出願番号: PCT/JP2005/005268 (74)代理人: 鶴田公一 (WASHIDA, Kimihito); 〒2060034
東京都多摩市鶴牧1丁目24-1新都市センタービル5階 Tokyo (JP).

(22)国際出願日: 2005年3月23日 (23.03.2005)

(25)国際出願の言語: 日本語 (81)指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(26)国際公開の言語: 日本語

(30)優先権データ:
特願2004-089725 2004年3月25日 (25.03.2004) JP
特願2005-082443 2005年3月22日 (22.03.2005) JP

(71)出願人(米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真1006番地 Osaka (JP).

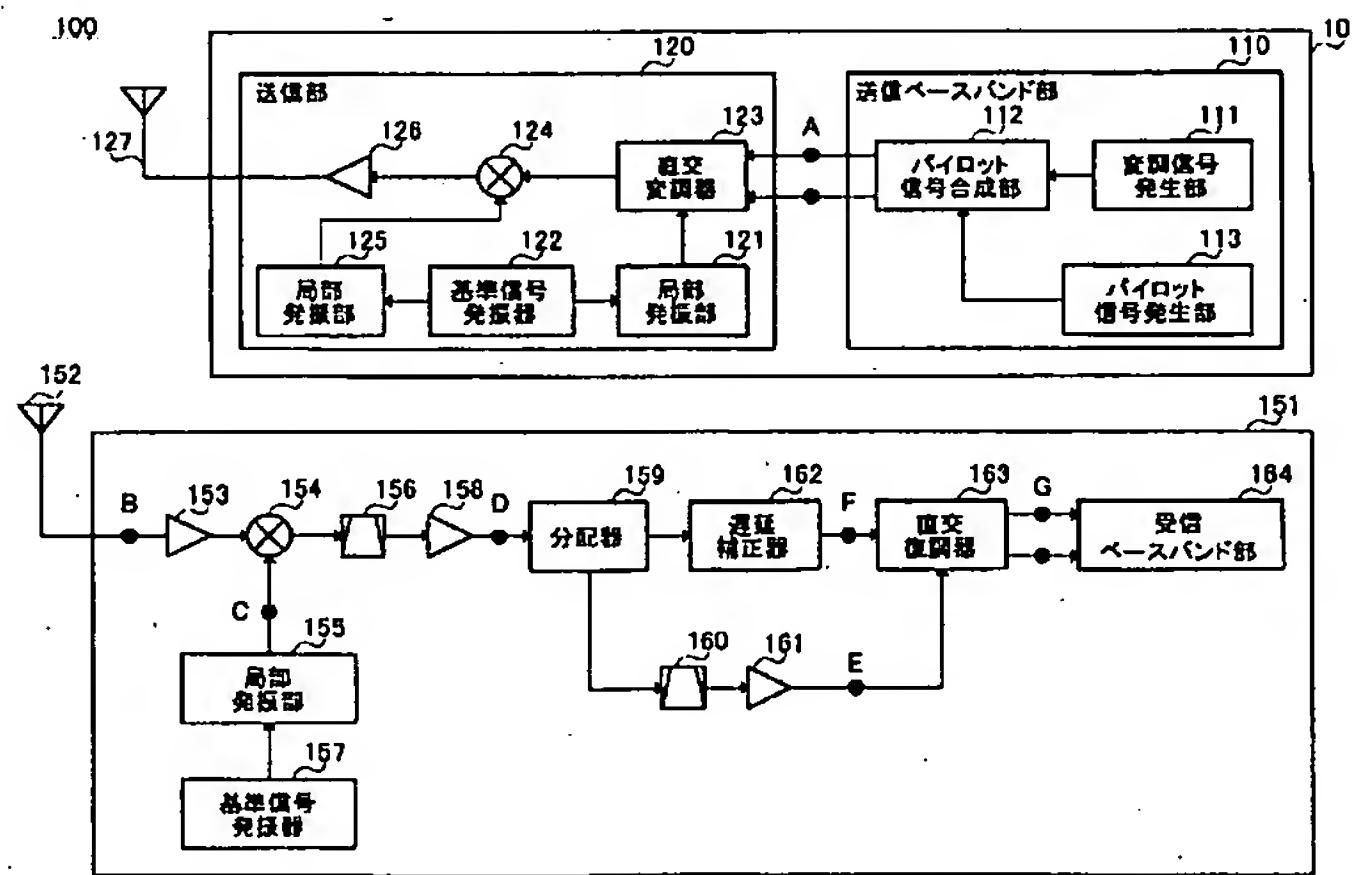
(72)発明者; および
(75)発明者/出願人(米国についてのみ): 佐々木亮

(84)指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ,

[続葉有]

(54) Title: RADIO SYSTEM, RADIO TRANSMITTER, AND RADIO RECEIVER

(54)発明の名称: 無線システム、無線送信装置および無線受信装置



120... TRANSMITTING UNIT
123... QUADRATURE MODULATOR
125... LOCAL OSCILLATING SECTION
122... REFERENCE SIGNAL OSCILLATOR
121... LOCAL OSCILLATING SECTION
110... TRANSMISSION BASEBAND UNIT
112... PILOT SIGNAL COMBINING SECTION
111... MODULATING SIGNAL GENERATOR

113... PILOT SIGNAL GENERATING SECTION
155... LOCAL OSCILLATING SECTION
157... REFERENCE SIGNAL OSCILLATOR
159... DISTRIBUTOR
162... DELAY CORRECTOR
163... QUADRATURE DEMODULATOR
164... RECEPTION BASEBAND SECTION

(57) Abstract: A radio system having an improved phase noise characteristic and a thereby improved communication quality, a radio transmitter, and a radio receiver. In the radio system, a radio transmitter (101) transmits a multiplexed signal so multiplexed that a pilot signal transmitted at the center frequency. A radio receiver (151) comprises an antenna (152) for receiving a radio signal from the radio transmitter (101), a distributor (159)

[続葉有]

WO 2005/093962 A1



BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

— 補正書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:
— 國際調査報告書

for distributing the received signal received by the antenna (152) to two directions, a bandpass filter (160) for extracting a signal component corresponding to the pilot signal having the same center frequency as one of the distributed signals distributed by the distributor (159), a delay corrector (162) for delaying the other of the distributed signals, and a quadrature demodulator (163) for multiplying the frequency of the signal component corresponding to the pilot signal extracted by the bandpass filter (160) by the frequency of the other signal delayed by the delay corrector (162) and performing quadrature demodulation.

(57) 要約: 位相雑音特性を向上して通信品質を向上する無線システム、無線送信装置および無線受信装置。この無線システムでは、無線送信装置 (101) は、中心周波数にパイロット信号が載るように多重された多重信号を送信する。そして無線受信装置 (151) に、無線送信装置 (101) からの無線信号を受信するアンテナ (152) と、アンテナ (152) にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器 (159) と、分配器 (159) にて分配された一方の信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ (160) と、分配器 (159) にて分配された他方の信号に遅延を与える遅延補正器 (162) と、バンドパスフィルタ (160) にて抽出されたパイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器 (162) にて遅延された他方の信号とを周波数乗算しつつ直交復調を行う直交復調器 (163) とを設けた。

明細書

無線システム、無線送信装置および無線受信装置

技術分野

[0001] 本発明は、無線システム、無線送信装置および無線受信装置に関し、特に位相雑音特性に優れた無線システム、無線送信装置および無線受信装置に関する。

背景技術

[0002] 従来より、位相雑音特性に優れた無線システムを提供するために様々な方策が採られている。この従来の位相雑音特性に優れた無線システムの一例が、特許文献1に記載されている。この無線システムでは、位相雑音特性を改善するために、図14に示すローカル・ノイズ・キャンセラを具備している。

[0003] このローカル・ノイズ・キャンセラの動作を、図14および図15を参照して説明する。図15は、図14に示すローカル・ノイズ・キャンセラの各構成部分の周波数特性を示す特性図である。

[0004] 入力信号は、図15Aに示すように、変調されたIF信号(BST-OFDM)とパイロット・キャリア(PILOT)とが多重化されており、入力位相雑音(太斜め線部分)が重畠されているものとする。

[0005] ここで、入力パイロット・キャリアの周波数を f_{PLT} 、入力信号の周波数を f_{sig} とし、入力位相雑音を $\theta(t)$ とすると、 f_{PLT} および f_{sig} には、入力位相雑音 $\theta(t)$ が重畠されているので、次のように示される。

$$f_{PLT} \angle \theta(t)$$

$$f_{sig} \angle \theta(t)$$

[0006] そして、入力信号Aは、分配器50で分配され、一方がパイロットブランチ、他方がシグナルブランチへと出力される。パイロットブランチでは、分配器50で分配された一方の信号が、帯域通過フィルタ51で帯域制限されて、パイロット・キャリア成分のみが通過して抽出され、更にリミタ増幅器52でリミタ増幅される。

[0007] この時、帯域通過フィルタ51からの出力信号Bおよびリミタ増幅器52からの出力信号Cの周波数特性は、図15B・Cに示すように、IF信号成分は除去され、パイロット・

キャリア成分とそれに重畠された入力位相雑音 $\theta(t)$ のみになる。

[0008] この時、帯域通過フィルタ51では、遅延が発生し、この遅延時間を τ_{BPF1} とすると、入力パイロット・キャリア周波数 f_{PLT} には、 τ_{BPF1} だけ遅延した入力位相雑音 $\theta(t - \tau_{BPF1})$ が重畠されているので、次のように示される。

$$f_{PLT} \angle \theta(t - \tau_{BPF1})$$

[0009] 一方、シグナルブランチでは、局部発振器60から局部発振信号Dが outputされる。ここで、局部発振器60から出力される局部発振信号Dの周波数特性は、図15Dに示すように、局部発振周波数(LO)の信号と、それに重畠された系内局発位相雑音である。

[0010] ここで、系内の局部発振信号周波数を f_{LO} とし、系内の局部発振信号位相雑音を $\phi(t)$ とすると、系内の局部発振信号周波数 f_{LO} には、系内の局部発振信号位相雑音 $\phi(t)$ が重畠されているので、次のように示される。

$$f_{LO} \angle \phi(t)$$

[0011] そして、シグナルブランチでは、分配器50から出力された信号が、周波数変換器61において、局部発振器60からの局部発振信号Dで周波数変換されて信号Eが出力される。

[0012] ここで、周波数変換器61から出力される信号Eの周波数特性は、図15Eに示すように、入力信号Aと局部発振信号Dとの和成分と差成分とが存在する。よって、信号Eに含まれる各信号成分と重畠される位相雑音との関係は、次のようになる。

$$f_{PLT} - f_{LO} \angle \theta(t) - \phi(t)$$

$$f_{sig} - f_{LO} \angle \theta(t) - \phi(t)$$

$$f_{PLT} + f_{LO} \angle \theta(t) + \phi(t)$$

$$f_{sig} + f_{LO} \angle \theta(t) + \phi(t)$$

[0013] そして、周波数変換された信号Eは、帯域通過フィルタ62で差成分のみが通過するように帯域制限されているので、帯域通過フィルタ62から信号Fとして出力され、信号Fの周波数特性は、図15Fに示されるように、Eにおける和成分が除去されて差成分のみが存在する。

[0014] この時、帯域通過フィルタ62では、遅延が発生し、この遅延時間を τ_{BPF2} とすると、

抽出される差成分に重畠される位相雑音には、 τ_{BPF2} だけ遅延が発生し、信号Fに含まれる各信号成分と重畠される位相雑音との関係は、次のようなになる。

$$f_{PLT} - f_{LO} \leq \theta(t - \tau_{BPF2}) - \phi(t - \tau_{BPF2})$$

$$f_{sig} - f_{LO} \leq \theta(t - \tau_{BPF2}) - \phi(t - \tau_{BPF2})$$

[0015] そして、信号Fは、遅延補正器63で、パイロットブランチの帯域通過フィルタ51における遅延時間と等価になるように遅延が加えられ、信号Gとして出力される。

[0016] ここで、帯域通過フィルタ51の遅延時間 τ_{BPF1} に対して、帯域通過フィルタ62の遅延時間を τ_{BPF2} とし、遅延補正器63における遅延時間を Δt とすると、

$$\tau_{BPF1} = \tau_{BPF2} + \Delta t$$

となるように、遅延補正器63は、信号Fに対して遅延 Δt を加え、パイロットブランチとの遅延時間差を等価する。

[0017] その結果、信号Gの周波数特性は変化せず、図15Gに示されるようになり、信号Gに含まれる各信号成分と重畠される位相雑音との関係は、位相雑音に遅延 Δt が加わって次のようなになる。

$$f_{PLT} - f_{LO} \leq \theta(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t)$$

$$f_{sig} - f_{LO} \leq \theta(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t)$$

[0018] そして、シグナルブランチの信号Gと、上記のリミタ増幅器52から出力されるパイロットブランチの信号Cとが、周波数変換器70で周波数変換されて、信号Hとして出力される。

[0019] ここで、周波数変換器70から出力される信号Hの周波数特性は、図15Hに示すように、信号Gと信号Cとの和成分と差成分とが存在する。よって、信号Hに含まれる各信号成分と重畠される位相雑音との関係は、次のようなになる。

$$f_{PLT} - (f_{PLT} - f_{LO}) \leq \theta(t - \tau_{BPF1}) - \{ \theta(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) \}$$

$$f_{PLT} - (f_{sig} - f_{LO}) \leq \theta(t - \tau_{BPF1}) - \{ \theta(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) \}$$

$$f_{PLT} + (f_{PLT} - f_{LO}) \leq \theta(t - \tau_{BPF1}) + \{ \theta(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) \}$$

$$f_{PLT} + (f_{sig} - f_{LO}) \leq \theta(t - \tau_{BPF1}) + \{ \theta(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) \}$$

[0020] ここで、上記のように遅延補正器63は、

$$\tau_{BPF1} = \tau_{BPF2} + \Delta t$$

となるように、遅延 Δt を加えてシグナルプランチとパイロットプランチとの遅延時間差を等価するので、式を整理すると次のようになる。

$$\begin{aligned} f_{LO} &\angle \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) \\ f_{LO} - (f_{sig} - f_{PLT}) &\angle \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) \\ 2 \times f_{PLT} - f_{LO} &\angle 2 \times \theta(t - \tau_{BPF1}) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) \\ f_{PLT} + (f_{sig} - f_{LO}) &\angle 2 \times \theta(t - \tau_{BPF1}) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) \end{aligned}$$

[0021] ここで、差成分に着目すると、出力信号成分の周波数は、入力信号の周波数に関係なく、系内の局部発振信号の周波数 (f_{LO}) であり、つまり一定である。また、パイロット・キャリアに着目した場合の信号のサイドバンドは、入出力で反転する。

[0022] また、出力信号の位相雑音は、入力された位相雑音 $\theta(x)$ がキャンセルされ、代わりに系内の局部発振信号の位相雑音 $\phi(x)$ となる。つまり、系内の局部発振信号の位相雑音 $\phi(x)$ が十分小さければ、入力された信号の位相雑音は、十分軽減されて出力されることがわかる。

[0023] そこで、周波数変換器70で周波数変換された信号Hは、帯域通過フィルタ71で、差成分のみ、且つ信号成分のみが通過するように帯域制限されて信号Iが出力され、信号Iの周波数特性は、図15Iに示されるように、Hにおける和成分及び差成分内のパイロット・キャリア成分が除去されて差成分の信号成分のみが存在し、信号Iに含まれる信号成分と重畠される位相雑音との関係は、次のようになる。

$$f_{LO} - (f_{sig} - f_{PLT}) \angle \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t)$$

[0024] 上記ローカル・ノイズ・キャンセラの周波数同期及び雑音除去の原理により、例えば入力信号に周波数偏差が生じていたとしても、局部発振器60が発生する高い周波数精度で高い安定度を持つ局部発振周波数に従う周波数の出力信号が得られるので、入力信号の周波数偏差が解消できる。

[0025] また、出力信号の位相雑音は、入力信号に重畠されていた位相雑音 $\theta(x)$ がキャンセルされて、代わりに系内の局部発振信号の位相雑音 $\phi(x)$ のみとなるので、系内の局部発振信号の位相雑音 $\phi(x)$ が十分小さければ、入力された信号の位相雑音は、十分軽減されて出力される。

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0026] しかしながら、従来の無線システムにおいては、局部発振器60で発生する位相雑音 $\theta(x)$ はキャンセルされておらず、また、位相雑音は $20 * \log(\text{周波数の倍率})$ の割合で増加するので、局部発振器60の周波数が高い場合には、位相雑音 $\theta(x)$ の影響により通信品質の劣化が生じる問題がある。

[0027] 本発明の目的は、位相雑音特性を向上して通信品質を向上する無線システム、無線送信装置および無線受信装置を提供することである。

課題を解決するための手段

[0028] 本発明の無線システムは、中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とを多重した無線信号を送信する送信手段を具備する無線送信装置と、前記無線信号を受信するアンテナと、前記アンテナにて受信した受信信号を2方向に分配する分配手段と、前記分配手段により分配された一方の信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出して出力する抽出手段と、前記分配手段により分配されたもう一方の信号に遅延を与えて出力する遅延付加手段と、前記抽出手段の出力信号と前記遅延付加手段の出力信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調手段とを具備する無線受信装置とを備える構成を採る。

[0029] 本発明の無線受信装置は、中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナと、

前記アンテナにて受信した受信信号を2方向に分配する分配手段と、前記分配手段により分配された一方の信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を抽出する抽出手段と、前記分配手段により分配された他方の信号に遅延を与える遅延付加手段と、前記抽出手段により抽出された前記パイロット信号に対応する信号成分と前記遅延付加手段にて遅延が付加された前記他方の信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調手段とを具備する構成を取る。

[0030] 本発明の無線送信装置は、中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とを多重した多重信号を送信する無線送信装置であつて、前記変調信号を生成する変調信号生成手段と、局部発振信号を生成する局部発振信号生成手段と、前記局部発振信号生成手段にて生成された前記局部発振信号を用いて前記変調信号に周波数乗算して周波数を上げ、かつ、直交変調を行う直交変調手段と、前記局部発振信号生成手段にて生成された前記局部発振信号に遅延を付加する遅延付加手段と、前記直交復調手段にて直交復調された後の信号と、前記遅延付加手段にて当該直交復調された後の信号と位相が合うような遅延が付加された前記パイロット信号としての局部発振信号とを多重する合成器とを具備する構成を探る。

発明の効果

[0031] 本発明によれば、位相雑音特性を向上して通信品質を向上する無線システム、無線送信装置および無線受信装置を提供することができる。

図面の簡単な説明

[0032] [図1]本発明の実施の形態1に係る無線システムの構成を示すブロック図

[図2]無線システムにおける各信号の周波数特性を示す特性図

[図3]図1に示す無線受信装置における直交復調器の構成の説明に供する図

[図4]実施の形態2に係る無線システムの構成を示すブロック図

[図5]実施の形態3に係る無線システムの構成を示すブロック図

[図6]実施の形態4に係る無線システムの構成を示すブロック図

[図7]実施の形態5に係る無線システムの構成を示すブロック図

[図8]実施の形態6に係る無線システムの構成を示すブロック図

[図9]図8の無線システムにおける送信信号の周波数特性の説明に供する図

[図10]実施の形態7に係る無線システムの構成を示すブロック図

[図11]実施の形態8に係る無線システムの構成を示すブロック図

[図12]実施の形態9に係る無線システムの構成を示すブロック図

[図13]図1に示す無線送信装置と別の構成を有する無線送信装置の構成を示すブロック図

[図14]従来の無線システムが備えるローカル・ノイズ・キャンセラの構成を示すブロック図

[図15]図14のローカル・ノイズ・キャンセラの各構成部分の周波数特性を示す特性図発明を実施するための最良の形態

[0033] 以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

[0034] (実施の形態1)

まず、本実施の形態に係る無線システムについて、図面を参照して説明する。

[0035] 図1は、本実施の形態に係る無線システムの構成を示すブロック図である。図1に示すように、無線システム100は、無線送信装置101および無線受信装置151を備える。

[0036] この無線送信装置101は、ベースバンド信号を生成する送信ベースバンド部110と、そのベースバンド信号に所定の処理を施してRF信号として送信する送信部120とを有する。

[0037] この送信ベースバンド部110では、変調信号発生部111は、変調信号を発生し、パイロット信号合成部112に与える。なお、ここでは、変調信号をマルチキャリアのCDMAとして説明するが、周波数軸上の中心周波数部分に信号が載せられていないものであればどのような変調信号でも取り扱うことができ、例えば、OFDM信号等でもよい。

[0038] このパイロット信号合成部112は、変調信号発生部111から受け取る変調信号(M-CDMA)と、パイロット信号発生部113から受け取るパイロット信号(PILOT)とを合成し、送信部120へ与える。

[0039] なお、パイロット信号は、変調信号の周波数軸上の中心に位置するようにされており、パイロット信号の周波数を f_{PILOT} とすると、 $f_{PILOT} = 0 [Hz]$ とされている。

[0040] 一方、送信部120では、局部発振部121は、基準信号発振器122から発せられる基準信号を用いて、局部発振信号を発生し直交変調器123に与える。

[0041] 直交変調器123は、局部発振部121からの局部発振信号を用いて、上記送信ベースバンド部110のパイロット信号合成部112から出力された変調信号とパイロット信号との合成信号を直交変調して、乗算器124に与える。

[0042] 乗算器124は、局部発振部125から受け取る局部発振信号を用いて、直交変調器123において直交変調された信号を無線信号へと変換する。この無線信号は、増幅器126にて増幅された後に、アンテナ127を介して送信される。なお、ここでは、局部発振部125は、基準信号発振器122から発せられる基準信号を用いて、局部発振信号を発生するものとし、局部発振部121および局部発振部125による局部発振信号の発生が同期している。

[0043] 一方、無線受信装置151では、アンテナ152は、無線送信装置101から送信された無線信号を受信する。この受信された無線信号は、増幅器153で増幅された後、乗算器154に与えられる。

[0044] 乗算器154は、局部発振部155により発せされた局部発振信号を用いて、増幅器153にて増幅された無線信号を周波数変換し、バンドパスフィルタ156へ与える。なお、局部発振部155は、基準信号発振器157により発せられる基準信号を用いて、局部発振信号を発振する。

[0045] バンドパスフィルタ156は、乗算器154にて周波数変換された信号から所望の周波数帯域の信号のみ抽出する。バンドパスフィルタ156により抽出された信号は、増幅器158にて増幅された後、分配器159に与えられる。

[0046] 分配器159は、バンドパスフィルタ156から増幅器158を介して受け取る信号を、変調信号ブランチおよびパイロットブランチという2つのルートに分配する。

[0047] パイロットブランチでは、バンドパスフィルタ160は、分配器159にて分配された信号からパイロット信号成分のみを抽出する。この抽出されたパイロット信号成分は、増幅器161にて増幅された後、直交復調器163に与えられる。なお、パイロットブランチのみ、すなわち増幅器161のみで直交復調器163への入力信号レベルを一定に保つとするとパイロットブランチにのみ歪みが生じ、直交復調器163の出力に位相雑音が残ってしまうことになる。そこで、分配器159への入力信号レベルをPin[dBm]とし、分配器159による電力損失を α [dB]、バンドパスフィルタ160の電力損失を β [dB]、増幅器161の利得を γ [dB]とすると、分配器159への入力信号レベルPinが増幅器161の出力レベル($Pin + \gamma - \alpha - \beta$)と略比例関係となるように設定する。こうすることにより、パイロットブランチにおける歪みを防止することができる。

[0048] 一方、変調信号ブランチでは、遅延補正器162は、パイロットブランチを通して直交復調器163へ到達する信号と同期するように、分配器159から受け取る信号を遅延させて直交復調器163に与える。

[0049] 直交復調器163は、パイロットブランチおよび変調信号ブランチから受け取る信号を乗算した後、直交復調して受信ベースバンド部164に与える。

[0050] 次いで、無線システム100の動作を、図1および図2を参照して説明する。

[0051] 図2は、無線システム100における各信号の周波数特性を示す特性図である。なお、図2A～Gは、図1において対応するアルファベットが付加された部分の信号の周波数特性を示したものである。

[0052] ベースバンド部110から出力される変調信号とパイロット信号との合成信号Aは、図2Aに示す周波数特性を持つ。なお、上述のとおり、ここでは、パイロット信号は、変調信号の周波数軸上の中心に位置するようにされており、パイロット信号の周波数を f_{PILOT} とすると、 $f_{\text{PILOT}} = 0 [\text{Hz}]$ とされている。

[0053] 合成信号Aは、送信部120で無線信号に周波数変換され、アンテナ127から出力される。

[0054] アンテナ127から出力された無線信号に含まれる変調信号の無線周波数 f_{RF} と、パイロット信号の無線周波数 $f_{\text{RF_PILOT}}$ は、以下のように表される。

$$f_{\text{RF}} = f_{\text{CDMA}} + f_{\text{Lo1}} + f_{\text{Lo2}}$$

$$f_{\text{RF_PILOT}} = f_{\text{PILOT}} + f_{\text{Lo1}} + f_{\text{Lo2}}$$

[0055] なお、変調信号発生部111で発生された変調信号の周波数を f_{CDMA} 、局部発振部125にて発振された局部発振信号の周波数を f_{Lo1} 、局部発振部121にて発振された局部発振信号の周波数を f_{Lo2} とする。

[0056] ここで、送信部120では、合成信号Aは、直交変調器123における局部発振部121の位相雑音および乗算器124における局部発振部125の位相雑音が重畠されて、無線信号として出力される。また、アンテナ127から出力されてからアンテナ152で受信される間の伝搬路においても、無線信号に位相雑音が重畠される。

[0057] よって、送信部120および伝搬路で重畠される位相雑音の総和を $\theta(t)$ とすると、アンテナ152で受信される無線信号Bは、図2Bに示す周波数特性を持ち、次のよう

に表される。

$$f_{RF} \angle \theta(t)$$

$$f_{RF_PILOT} \angle \theta(t)$$

[0058] アンテナ152で受信された無線信号Bは、増幅器153にて増幅され、乗算器154で周波数変換される。ここで、局部発振部155は、位相雑音 $\phi(t)$ を有するローカル信号を発振するので、このローカル信号は、図2Cに示すような周波数特性を持ち、次のように表される。

$$f_{Lo1} \angle \phi(t)$$

[0059] そのため、乗算器154で周波数変換された信号には、局部発振部155の位相雑音 $\phi(t)$ が重畠され、バンドパスフィルタ156へ与えられる。

[0060] このバンドパスフィルタ156のバンド幅は、乗算器154で出力される差成分の周波数、すなわち、 $f_{RF} - f_{Lo1}$ および $f_{RF_PILOT} - f_{Lo1}$ が抽出されるように設定してある。そのため、増幅器158から出力される信号Dは、図2Dに示す周波数特性を持ち、次のように表される。

$$f_{RF} - f_{Lo1} \angle \theta(t) - \phi(t)$$

$$f_{RF_PILOT} - f_{Lo1} \angle \theta(t) - \phi(t)$$

[0061] 次いで、信号Dは、分配器159にて分配され、一方は変調信号ブランチ、他方はパイロットブランチへと出力される。

[0062] パイロットブランチでは、バンドパスフィルタ156はパイロット信号成分のみを抽出するように設定されているので、バンドパスフィルタ156は、分配された信号Dからパイロット信号成分のみを抽出して出力する。

[0063] このとき、信号Dには、バンドパスフィルタ160および増幅器161を通過することで、遅延 τ_1 が重畠される。そのため、増幅器161の出力信号Eは、図2Eに示すような周波数特性を持ち、次のように表される。

$$f_{RF_PILOT} - f_{Lo1} \angle \theta(t - \tau_1) - \phi(t - \tau_1)$$

[0064] 一方、変調信号ブランチでは、信号Dには、遅延補正器162において、 $\Delta t = \tau_1 + \tau_2$ となるような遅延が重畠される。なお、 τ_2 は後述する直交復調器163の内部で生じる遅延である。そのため、遅延補正器162から出力される信号Fは、図2Fに示すよ

うな周波数特性を持ち、次式のように表すことができる。

$$f_{RF} - f_{Lo1} \angle \theta(t - \Delta t) - \phi(t - \Delta t)$$

[0065] そして、信号Eと信号Fとは、直交復調器163にて、乗算された後、直交復調される。具体的には、この直交復調器163は、図3に示すように遅延補正器171と、90度位相器172と、乗算器173と、乗算器174とを有する。

[0066] 信号Eは、遅延補正器171および90度位相器172に入力される。90度位相器172は、信号Eの位相を90度シフトさせ乗算器174に出力する。このとき、90度位相器172において遅延 τ_2 が発生する。

[0067] 遅延補正器171は、90度位相器172にて発生した遅延と同じだけ信号Eに遅延 τ_2 が生じるように補正を行う。

[0068] 信号Fは、乗算器173および乗算器174に入力され、遅延補正器171および90度位相器172からの出力信号と掛け合わされ、信号Gとして出力される。この信号Fは、遅延補正器162において直交復調器163の内部における遅延量 τ_2 も考慮して補正されているので、乗算器173および乗算器174にて掛け合わされる信号は位相が合っている。よって、理想的な復調が可能となる。

[0069] そのため、直交復調器163から出力される信号Gは、図2Gに示すような周波数特性を持ち、次式で表すことができる。

$$(f_{RF} - f_{Lo1}) - (f_{RF_PILOT} - f_{Lo1}) \angle \theta(t - \tau_1 - \tau_2) - \phi(t - \tau_1 - \tau_2) - \{ \theta(t - \Delta t) - \phi(t - \Delta t) \}$$

[0070] これを $f_{PILOT} = 0\text{Hz}$ および $\Delta t = \tau_1 + \tau_2$ という条件を用いて整理すると、次のようになる。

$$f_{CDMA} \angle 0$$

[0071] これは、送信部120、伝搬路および局部発振部155において重畠される位相雑音が完全にキャンセルされて、変調信号発生部111にて発生された変調信号が、無線受信装置151にて復調されていることを意味する。すなわち、受信信号に重畠された位相雑音を除去とともに、受信無線部の系内で生じる位相雑音も除去できている。

[0072] 以上のように、無線送信装置101は、送信信号の中心周波数にパイロット信号が載

るよう多重して送信し、無線受信装置151は、受信信号と同じ周波数誤差と位相雑音を持ったパイロット信号で周波数乗算を行い、系内で発生する位相雑音についても同じ位相雑音を持った信号を用いて周波数乗算を行う。そのため、受信信号に含まれる周波数誤差と位相誤差を除去することができるとともに、系内で発生する位相誤差も完全に除去することができるので、位相雑音特性に優れた無線システムを実現することができる。

[0073] なお、バンドパスフィルタ160でパイロット信号を抽出する際、バンドパスフィルタ160の周波数帯域外にある位相雑音は抽出できないため、その位相雑音は、図2Gに示す周波数特性に含まれることになる。しかし、この位相雑音は、局部発振部121、局部発振部125および局部発振部155により、抑圧することができる。

[0074] 例えば、局部発振部155をPLL周波数シンセサイザとして構成し、ループ帯域幅をバンドパスフィルタ160の帯域幅以下に設計する。そうすることで、図2Cに示すバンドパスフィルタ160の通過周波数帯域外にある位相雑音 $\phi(t)$ を抑圧することができるため、その影響を無視することができる。なお、局部発振部121および局部発振部125においても、同様にして、バンドパスフィルタ160の周波数帯域外にある位相雑音 $\theta(t)$ を抑圧することができる。

[0075] また、本実施の形態においては、無線受信装置151の局部発振部155において発振するローカル周波数として、無線送信装置101における局部発振部125が発振する局部発振信号と同じ周波数(f_{Lo1})の信号を用いたが、 $2 \times RF$ 周波数($f_{Lo1} + f_{Lo2}$)以下で、かつRF周波数と異なる周波数であればよく、当然に、局部発振部121が発振する局部発振信号と同じ周波数(f_{Lo2})を用いても、同様に位相雑音をキャンセルすることができる。

[0076] また、本実施の形態においては、送信ベースバンド部110および送信部120の構成をスーパー・ヘテロダイイン方式としているが、変調信号の周波数軸上の中心にパイロット信号を配置した図2Aに示した周波数特性を持つ信号を送信できる方式であれば、どのような方式でもよく、例えばダイレクトコンバージョン等でもよい。

[0077] このように実施の形態1によれば、無線受信装置151に、中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重

された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器159と、分配器159により分配された一方の信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ160と、分配器159により分配された他方の信号に遅延を与える遅延補正器162と、バンドパスフィルタ160により抽出された前記パイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器162にて遅延が付加された前記他方の信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。

[0078] こうすることにより、受信する無線信号が中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重されたものであるので、従来例に示すローカルノイズキャンセラのシグナルブランチにある局部発振部60および周波数変換器61が必要なくなるため、この局部発振部60にて発生する局部発振信号に含まれる位相雑音がシグナルブランチの信号(信号F)に載らない。そのため、系内で発生する位相誤差も完全に除去することができるので、位相雑音特性に優れた無線システムを実現することができる。

[0079] さらに、上記直交復調器163は、バンドパスフィルタ160により抽出されたパイロット信号に対応する信号成分に90度の位相シフトを施す90度位相器172と、遅延補正器162にて遅延が付加された信号(信号E)と90度の位相シフトが施されたパイロット信号に対応する信号成分とを掛け合わせる乗算器174と、遅延補正器162にて遅延が付加された信号(信号E)とバンドパスフィルタ160により抽出されたパイロット信号に対応する信号成分とを掛け合わせる乗算器173と、乗算器173にて掛け合わされるパイロット信号に対応する信号成分に、90度位相器172にて生じる遅延と同等の遅延を付加する遅延補正器171とを設けた。

[0080] こうすることにより、遅延補正器162にて付加する遅延量を適切に設定することにより、乗算器173および乗算器174にて掛け合わされる信号の位相を合わせることができるので、理想的な復調が可能となる。

[0081] (実施の形態2)

図4は、本実施の形態2に係る無線システムの構成を示すブロック図である。なお、図4に示す無線システム300の無線受信装置351は、実施の形態1の無線システム

100の無線受信装置151と比べて、分配器159とバンドパスフィルタ160との間に、増幅器352を追加した点のみが異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

- [0082] 本実施の形態では、変調信号プランチとパイロット信号プランチとを比較すると、パイロット信号プランチではバンドパスフィルタ160を有しているため、NF特性および弱電界時のC/N特性において、変調信号プランチより劣化していることに着目し、無線受信装置351において、分配器159とバンドパスフィルタ160との間に、増幅器352を追加した。
- [0083] 無線受信装置351では、パイロットプランチにおいて、増幅器352は、分配器159で分配された信号Dを増幅しバンドパスフィルタ160に与える。
- [0084] バンドパスフィルタ160は、増幅器352にて増幅された信号からパイロット信号成分のみを抽出する。この抽出されたパイロット信号成分は、増幅器161にて増幅された後、直交復調器163に与えられる。
- [0085] このように、バンドパスフィルタ160の前段に増幅器352を追加することで、パイロットプランチのNF特性および弱電界時のC/N特性を改善することが可能となる。
- [0086] なお、分配器159のアイソレーション特性を改善するために方向性結合器等を用いることが可能である。この場合にも、分配器159とバンドパスフィルタ160との間に増幅器352を追加することで、パイロットプランチのNF特性および弱電界時のC/N特性を改善することが可能となる。
- [0087] 以上のように、パイロットプランチのNF特性および弱電界時のC/N特性に優れ、かつ、位相雑音特性に優れた無線システムを実現することができる。
- [0088] このように実施の形態2によれば、無線受信装置351に、中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器159と、分配器159により分配された一方の信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ160と、分配器159により分配された他方の信号に遅延を与える遅延補正器162と、バンドパスフィルタ160により抽出された前記パイロット信号に対

応する信号成分と遅延補正器162にて遅延が付加された前記他方の信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。

[0089] さらに、無線受信装置351に、分配器159により分配された信号(パイロットブランチへの信号)を増幅し、バンドパスフィルタ160へ出力する増幅器352を設けた。

[0090] こうすることにより、パイロットブランチを介して直交復調器163に入力される信号(信号E)のNF特性および弱電界時のC/N特性を向上することができるため、位相雑音特性をさらに向上することができる。

[0091] (実施の形態3)

図5は、本実施の形態3に係る無線システムの構成を示すブロック図である。なお、図5に示す無線システム400の無線受信装置451は、実施の形態1の無線システム100の無線受信装置151と比べて、増幅器158の代わりに可変利得増幅器452を追加し、受信ベースバンド部164の代わりに受信電力演算部453を備えた受信ベースバンド部454とした点のみが異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

[0092] ここで、アンテナ152にて受信する電力が変動すると、増幅器161に入力される電力が変動する。そして、パイロットブランチで発生する遅延が変動すると、遅延補正器162の遅延値を一意に定めることができない。本実施の形態では、かかる点に着目し、増幅器158の代わりに可変利得増幅器452を追加し、受信ベースバンド部164の代わりに受信電力演算部453を備えた受信ベースバンド部454とした。

[0093] この受信電力演算部453は、直交復調器163から出力される信号Gの電力から受信信号Bの電力を計算する。そして、受信ベースバンド部454は、この計算結果に応じた制御信号を可変利得増幅器452に与えて、その利得を制御する。これにより、分配器159に入力される電力を一定にすることができる結果、パイロットブランチで発生する遅延が一定となるため、遅延補正器162の遅延値を一意に決定することができる。

[0094] 以上のように、受信電力が変動しても、位相雑音特性に優れた無線システムを実現することができる。

[0095] このように実施の形態3によれば、無線受信装置451に、中心周波数に信号が載ら

ない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器159と、分配器159により分配された一方の信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ160と、分配器159により分配された他方の信号に遅延を与える遅延補正器162と、バンドパスフィルタ160により抽出された前記パイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器162にて遅延が付加された前記他方の信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。

[0096] さらに、無線受信装置451に、直交復調器163の出力信号の振幅に基づいて、受信信号の受信電力値を算出する受信電力演算部453と、分配器159の前段に配置され、受信信号を算出した受信電力値に応じて増幅する可変利得増幅器452とを設けた。

[0097] こうすることにより、アンテナ152にて受信する受信電力が変動しても、その受信電力値に応じた増幅が可能となり、分配器159に入力される電力を一定にすることができる結果、パイロットブランチで発生する遅延を一定にすることができます。そのため、受信電力が変動しても、位相雑音特性の劣化を防止することができる。

[0098] (実施の形態4)

図6は、本実施の形態4に係る無線システムの構成を示すブロック図である。なお、図6に示す無線システム500の無線受信装置551は、実施の形態3の無線システム400の無線受信装置451と比べて、増幅器153の代わりに可変利得増幅器552とし、受信ベースバンド部454の代わりに受信ベースバンド部554とした点のみが異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

[0099] 受信ベースバンド部554は、直交復調器163から信号Gを受け取り、受信電力演算部453にて、信号Gの電力から受信信号Bの電力を計算する。そして、受信ベースバンド部554は、この計算結果に応じた制御信号を可変利得増幅器552および可変利得増幅器452に与えて、それらの利得を制御する。

[0100] こうすることで、可変利得増幅器452の利得可変幅をG1dB、可変利得増幅器552

の利得可変幅をG2dBとすると、システム全体の利得可変幅は(G1+G2)dBとなり、更に広い範囲の受信レベル変動に対応することが可能となる。

[0101] 以上のように、受信電力が広範囲に変動しても、位相雑音特性に優れた無線システムを実現することができる。

[0102] (実施の形態5)

図7は、本実施の形態5に係る無線システムの構成を示すブロック図である。なお、図7に示す無線システム600の無線受信装置651は、実施の形態3の無線システム400の無線受信装置451と比べて、温度センサ部652を設け、受信ベースバンド部454の代わりに受信電力演算部453と温度・遅延偏差演算部653とを備える受信ベースバンド部654とし、遅延補正器162の代わりに遅延補正器655とした点のみが異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

[0103] 本実施の形態では、増幅器161における遅延の温度に応じた変動が、位相雑音をキャンセルする際の誤差となることに着目し、温度センサ部652、温度・遅延偏差演算部653および遅延補正器655を設けている。

[0104] 受信ベースバンド部654は、増幅器161の温度に対する遅延偏差の測定値を記憶している。

[0105] この受信ベースバンド部654が備える温度・遅延偏差演算部653は、温度センサ部652で測定された温度データに基づいて遅延偏差を計算する。受信ベースバンド部654は、この計算結果に応じた制御信号を遅延補正器655に与えて、遅延補正器655の遅延値を制御する。

[0106] なお、ここでは、実施の形態3の無線受信装置451に温度センサ部652、温度・遅延偏差演算部653および遅延補正器655を設けた場合について説明したが、実施の形態1から4のいずれにも適用可能である。

[0107] 以上のように、増幅器における遅延が温度に応じて変動した場合であっても、位相雑音特性に優れた無線システムを実現することができる。

[0108] このように実施の形態5によれば、無線受信装置651に、中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重

された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器159と、分配器159により分配された一方の信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ160と、分配器159により分配された他方の信号に遅延を与える遅延補正器655と、バンドパスフィルタ160により抽出された前記パイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器655にて遅延が付加された前記他方の信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。

[0109] さらに、無線受信装置651は、温度を測定する温度センサ部652と、前記温度に基づいて遅延量を演算する温度・遅延偏差演算部653と、を具備し、遅延補正器655は、演算した前記遅延量に基づいて付加する遅延を変化させるようにした。

[0110] こうすることにより、パイロットプランチの増幅器における遅延が温度に応じて変動した場合であっても、遅延補正器655においてその遅延の変動に応じた補正が可能なるため、直交復調器163への入力信号の位相を合わせることができるので、位相雑音特性を向上することができる。

[0111] (実施の形態6)

図8は、本実施の形態6に係る無線システムの構成を示すブロック図である。なお、図8に示す無線システム700の無線受信装置751は、実施の形態1の無線システム100の無線受信装置151と比べて、直交復調器163の代わりに乗算器752とし、受信ベースバンド部164の代わりに受信ベースバンド部753とした点のみが異なり、その他の構成は同様である。また、送信信号に重畳されるパイロット信号を図9に示すように変調信号の中心付近、すなわち中心より Δf だけずれた周波数上に多重した点のみが異なる。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

[0112] 乗算器752は、増幅器161にて増幅された信号Eと、遅延補正器162にて遅延を施された信号Fとを乗算して、受信ベースバンド部753へ出力する。なお、バンドパスフィルタ160は、分配器159により分配された信号から、上記中心より Δf だけずれた周波数を持つパイロット信号成分を抽出するように調整されている。

[0113] ここで、乗算器752から出力される信号Gは、次のように表すことができる。

$$\begin{aligned}
 & (f_{RF} - F_{LO1}) - (f_{RF,PILOT} - f_{LO1}) \\
 & = (f_{RF} - F_{LO1}) - (f_{RF} - \Delta f - f_{LO1}) \angle \theta (t - \tau_1 - \tau_2) - \phi (t - \tau_1 - \tau_2) - \{ \theta (t - \Delta t) - \\
 & \Delta \theta (t - \Delta t) - \phi (t - \Delta t) \}
 \end{aligned}$$

[0114] これを $f_{PILOT} = 0\text{Hz}$ および $\Delta t = \tau_1 + \tau_2$ という条件を用いて整理すると、次のようになる。

$$f_{CDMA} + \Delta f \angle \Delta \theta (t - \Delta t)$$

[0115] 受信ベースバンド部753は、この乗算器752の出力信号に所定の処理を施して、ベースバンド信号を得ることになる。

[0116] ここで、 Δf の周波数はRF周波数やIF周波数に比べて低い周波数に設定すると、位相雑音 $\Delta \theta (t - \Delta t)$ は非常に小さい値となるため、受信ベースバンド部753における受信特性への影響はほとんどない。そのため、本実施の形態は低い周波数信号を用いて復調を行うLow-IF方式などに好適である。

[0117] このように、送信信号に重畠されるパイロット信号を変調信号の中心付近に多重し、直交復調器163の代わりに乗算器752を用いた構成とすることにより、Low-IF方式などの受信方式にも対応することができる。そして、位相雑音特性に優れた無線システムを実現することができる。なお、本構成は実施の形態2から実施の形態5の無線システムにおける各無線受信装置にも、同様に適用可能である。

[0118] (実施の形態7)

図10は、本実施の形態7に係る無線システムの構成を示すブロック図である。なお、図10に示す無線システム800の無線受信装置851は、実施の形態1の無線システム100の無線受信装置151と比べて、受信ベースバンド部164の代わりにフィルタ帯域幅制御部852を備える受信ベースバンド部853とし、バンドパスフィルタ160の代わりに帯域幅可変バンドパスフィルタ854とし、局部発振部155の代わりにPLL周波数シンセサイザ855とした点のみが異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

[0119] フィルタ帯域幅制御部852は、帯域幅を制御する信号を与えることにより、帯域幅可変バンドパスフィルタ854の帯域幅を制御する。

[0120] これにより、変調信号の周波数とパイロット信号の周波数の間隔を変更する場合で

も、フィルタ帯域幅制御部852を用いて帯域幅可変バンドパスフィルタ854の帯域幅を制御することにより、パイロット信号を抽出することができる。

- [0121] ただし、帯域幅可変バンドパスフィルタ854の周波数帯域外にある位相雑音は抽出できないため、位相雑音抑圧特性が劣化してしまう。
- [0122] そこで、局部発振部155の代わりにPLL周波数シンセサイザ855として、フィルタ帯域幅制御部852が、PLL周波数シンセサイザ855のループ帯域幅を制御し、ループ帯域幅を帯域幅可変バンドパスフィルタ854の帯域幅以下に設定すれば、帯域幅可変バンドパスフィルタ854の帯域内の位相雑音を抑圧することができる。
- [0123] このように、帯域幅可変バンドパスフィルタ854の帯域幅およびPLL周波数シンセサイザ855のループ帯域幅を制御することにより、帯域幅可変バンドパスフィルタ854の帯域外の位相雑音の影響を抑圧することができる。なお、本構成は、実施の形態2から実施の形態6の無線システムにおける各無線受信装置にも、同様に適用可能である。
- [0124] 以上のように、変調信号の周波数とパイロット信号の周波数の間隔を変更する場合でも、位相雑音特性に優れた無線システムを実現することができる。また、本発明の無線システムをこのような構成とすることで、変調信号の周波数とパイロット信号の周波数の間隔が異なる複数の通信システムに対しても適応可能となる。
- [0125] このように実施の形態7によれば、無線受信装置851に、中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器159と、分配器159により分配された一方の信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を抽出する帯域幅可変バンドパスフィルタ854と、分配器159により分配された他方の信号に遅延を与える遅延補正器162と、帯域幅可変バンドパスフィルタ854により抽出された前記パイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器162にて遅延が付加された前記他方の信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。
- [0126] さらに、無線受信装置851は、スーパー・ヘテロダイン方式が適用され、フィルタ帯域幅を制御する制御信号を生成するフィルタ帯域幅制御部852と、その制御信号に基

づいて、局部発振信号の帯域幅を制御して発信するPLL周波数シンセサイザ855と、分配器159の前段に設けられ、アンテナ152にて受信した受信信号とPLL周波数シンセサイザ855にて帯域幅が制御された局部発振信号とを周波数乗算する乗算器154とを具備し、帯域幅可変バンドパスフィルタ854は、上記制御信号に基づいて抽出する帯域幅を変化させるようにした。

[0127] こうすることにより、帯域幅可変バンドパスフィルタ854の帯域幅およびPLL周波数シンセサイザ855のループ帯域幅を制御することにより、帯域幅可変バンドパスフィルタ854の帯域外の位相雑音の影響を抑圧することができ、位相雑音特性を向上することができる。また、変調信号の周波数とパイロット信号の周波数の間隔が異なる信号を受信する場合にも対応することができる。

[0128] (実施の形態8)

図11は、本実施の形態8に係る無線システムの構成を示すブロック図である。図11に示す無線システム900の無線受信装置951は、実施の形態3の無線システム400の無線受信装置451と比べて、直交復調器163の後段に可変利得増幅器952と可変利得増幅器953を追加し、受信ベースバンド部454の代わりに受信ベースバンド部954とした点のみが異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

[0129] 受信ベースバンド部954は、直交復調器163から信号Gを受け取り、受信電力演算部453にて、信号Gの電力を計算する。そして、受信ベースバンド部954は、この計算結果に応じた制御信号を可変利得増幅器952および可変利得増幅器953に与えて、それらの利得を制御する。

[0130] こうすることで、可変利得増幅器452の利得可変幅をG1dB、可変利得増幅器952および可変利得増幅器953の利得可変幅をG3dBとすると、システム全体の利得可変幅は(G1+G3)dBとなり、更に広い範囲の受信レベル変動に対応することが可能となる。

[0131] なお、ここでは、実施の形態3の直交復調器163の後段に可変利得増幅器952と可変利得増幅器953を追加した場合について説明したが、実施の形態4および実施の形態5のいずれにも適用可能である。

[0132] このように、本実施の形態8によれば、無線受信装置951に、中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器159と、分配器159により分配された一方の信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ160と、分配器159により分配された他方の信号に遅延を与える遅延補正器162と、バンドパスフィルタ160により抽出された前記パイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器162にて遅延が付加された前記他方の信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。

[0133] さらに、無線受信装置951は、直交復調器163の出力信号の振幅に基づいて、受信信号の受信電力値を算出する受信電力演算部453と、直交復調器163にて直交復調された信号を算出した受信電力値に応じて増幅する可変利得増幅器952および可変利得増幅器953とを具備する。

[0134] こうすることにより、受信電力が広範囲に変動しても、位相雑音特性の劣化を防止することができる。

[0135] (実施の形態9)

図12は、実施の形態9に係る無線システムの構成を示すブロック図である。図12に示す無線システム1000の無線受信装置1051は、実施の形態1の無線受信装置151に比べて、分配器159の後段に帯域制限フィルタ1052を有する点で異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

[0136] ここで信号Dのようにパイロット信号成分が中心周波数に載っている場合、DCオフセットが生じている可能性があり、受信特性が劣化するおそれがある。

[0137] そこで、帯域制限フィルタ1052は、分配器159から受け取る信号から、パイロット信号成分のみを除去するように設定されている。そのため、本実施の形態における遅延補正器162からの出力信号である信号Fは、中心周波数領域にあるパイロット信号成分に相当するピークがない状態となっている。

[0138] そして、直交復調器163においては、中心周波数領域にあるパイロット信号成分に

相当するピークが除去されている信号Fと、信号Eとを乗算した後に、直交復調して受信ベースバンド部164に与える。こうすることにより、変調信号ブランチの帯域制限フィルタ1052により直交復調器163に入力される信号における中心周波数領域にあるパイロット信号成分に相当するピークが除去されるため、その直交復調器163に入力される信号におけるDCオフセットの影響を除去することができる。そのため、直交復調器163から受信ベースバンド部164へ入力される信号において歪みが発生するのを防止することができるので、受信特性を向上することができる。すなわち、DCオフセットに起因して生じる歪みの発生を防止することにより、受信特性を向上することができる。

[0139] このように実施の形態9によれば、無線受信装置1051に、中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器159と、分配器159により分配された一方の信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ160と、分配器159により分配された他方の信号に遅延を与える遅延補正器162と、バンドパスフィルタ160により抽出された前記パイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器162にて遅延が付加された前記他方の信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。

[0140] さらに、無線受信装置1051は、遅延補正器162の前段に設けられ、分配器159により分配された信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を取り除く制限帯域フィルタ1052を具備する。

[0141] こうすることにより、帯域制限フィルタ1052により直交復調器163に入力される信号における中心周波数領域にあるパイロット信号成分に相当するピークが除去されるため、その直交復調器163に入力される信号におけるDCオフセットの影響を除去することができる。そのため、直交復調器163から受信ベースバンド部164へ入力される信号において歪みが発生するのを防止することができるので、受信特性を向上することができる。

[0142] (実施の形態10)

本実施の形態は、実施の形態1乃至実施の形態9における無線送信装置101と別の構成を有する無線送信装置に関する。無線通信装置101においては、送信ベースバンド部110にて変調信号の周波数軸上の中心に位置するようにパイロット信号を多重したので、送信ベースバンド部110から直交変調器123に入力される信号にDCオフセットが生じている可能性があり、これに起因して受信側における受信特性が劣化するおそれがある。そこで本実施の形態では、直交変調後の信号の周波数軸上の中心にパイロットを載せるようにした。さらに、このパイロット信号として、局部発振信号を利用する。

- [0143] 図13に示すように本実施の形態の無線送信装置1101は、ベースバンド信号を生成する送信ベースバンド部1110と、そのベースバンド信号に所定の処理を施してRF信号として送信する送信部1120とを有する。
- [0144] この送信ベースバンド部1110では、変調信号発生部1111は、変調信号を発生し、変調信号のI成分およびQ成分を送信部1120の直交変調器123に入力する。なお、ここでは、変調信号をマルチキャリアのCDMAとして説明するが、周波数軸上の中心周波数部分に信号が載せられていないものであればどのような変調信号でも取り扱うことができ、例えば、OFDM信号等でもよい。
- [0145] 分配器1121は、局部発振部121からの局部発振信号を分配し、直交変調器123および遅延補正器1122に入力する。
- [0146] 遅延補正器1122は、分配器1121で分配された局部発振信号が直交変調器123に入力され、直交変調器123にてその局部発振信号により変調信号が直交変調された後の信号が合成器1123に入力されるまでの時間と、分配器1121で分配されたその局部発振信号が合成器1123に入力されるまでの時間と同じになるように、すなわち同位相となるように遅延を付加する。
- [0147] 合成器1123は、直交変調器123の出力信号と遅延補正器1122からの出力信号とを合成し、乗算器124へ入力する。なお、このとき合成器1123から出力される信号は、直交変調後の信号の周波数軸上の中心にパイロット信号としての局部発振信号（局部発振部121にて発生されたもの）が載っている。
- [0148] このように実施の形態10によれば、DCオフセットの影響が除去された、中心周波

数に信号が載らない変調信号とその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を生成し、送信することができる。

[0149] (他の実施の形態) (1) 実施の形態1乃至実施の形態10における、無線送信装置101および無線送信装置1101はスーパー・ヘテロダイン方式が適用されるものとして説明を行った。しかしながら、本発明はこれに限定されるものではなく、ダイレクトコンバージョン方式を適用してもよい。この場合には、無線送信装置101および無線送信装置1101においては、乗算器124および局部発振部125が必要なくなり、直交変調器123の出力信号は無線周波数となっている。

[0150] (2) 実施の形態1乃至実施の形態9における、無線受信装置はスーパー・ヘテロダイン方式が適用されるものとして説明を行った。しかしながら、本発明はこれに限定されるものではなく、ダイレクトモジュレーション方式を適用してもよい。この場合には、上記各実施の形態における無線受信装置における乗算器154、局部発振部155、バンドパスフィルタ156および基準信号発振器157は必要なくなり、分配器159への入力信号は無線周波数となっている。

[0151] 本明細書は、2004年3月25日出願の特願2004-089725および2005年3月22日出願の特願2005-82443に基づく。これらの内容はここに含めておく。

産業上の利用可能性

[0152] 本発明の無線システム、無線送信装置および無線受信装置は、位相雑音特性を向上する効果を有し、携帯電話、PHS、無線LANなどの各種無線通信装置およびこれらから構成される無線システムに有用である。

請求の範囲

[1] 中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とを多重した無線信号を送信する送信手段を具備する無線送信装置と、

前記無線信号を受信するアンテナと、前記アンテナにて受信した受信信号を2方向に分配する分配手段と、前記分配手段により分配された一方の信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出して出力する抽出手段と、前記分配手段により分配されたもう一方の信号に遅延を与えて出力する遅延付加手段と、前記抽出手段の出力信号と前記遅延付加手段の出力信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調手段とを具備する無線受信装置と、

を備える無線システム。

[2] 中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナと、

前記アンテナにて受信した受信信号を2方向に分配する分配手段と、

前記分配手段により分配された一方の信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を抽出する抽出手段と、

前記分配手段により分配された他方の信号に遅延を与える遅延付加手段と、

前記抽出手段により抽出された前記パイロット信号に対応する信号成分と前記遅延付加手段にて遅延が付加された前記他方の信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調手段と、

を具備する無線受信装置。

[3] 前記直交復調手段は、

前記抽出されたパイロット信号に対応する信号成分に90度の位相シフトを施す位相シフト手段と、

前記遅延が付加された前記他方の信号と前記90度の位相シフトが施された前記パイロット信号に対応する信号成分とを掛け合わせる第1の周波数乗算器と、

前記遅延が付加された前記他方の信号と前記パイロット信号に対応する信号成分とを掛け合わせる第2の周波数乗算器と、

当該第2の周波数乗算器にて掛け合わされる前記パイロット信号に対応する信号成分に、前記位相シフト手段にて生じる遅延と同等の遅延を付加する他の遅延付加手段と、

を具備する請求項2記載の無線受信装置。

- [4] 前記分配手段により分配された前記一方の信号を増幅し、前記抽出手段へ出力する増幅手段を具備する請求項2記載の無線受信装置。
- [5] 前記直交復調手段の出力信号の振幅に基づいて、前記受信信号の受信電力値を算出する受信電力算出手段と、
前記分配手段の前段に配置され、前記受信信号を前記受信電力値に応じて増幅する可変利得増幅手段と、
を具備する請求項2記載の無線受信装置。
- [6] 温度を測定する温度測定手段と、
前記温度に基づいて遅延量を演算する遅延量演算手段と、
を具備し、
前記遅延付加手段は、演算した前記遅延量に基づいて付加する遅延を変化させる請求項2記載の無線受信装置。
- [7] 前記直交復調手段を、前記抽出手段が抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分と前記遅延付加手段の出力信号とを周波数乗算する周波数乗算手段とする請求項2記載の無線受信装置。
- [8] スーパーヘテロダイン方式が適用される無線受信装置であって、
フィルタ帯域幅を制御する制御信号を生成するフィルタ帯域幅制御手段と、
前記制御信号に基づいて、局部発振信号の帯域幅を制御して発信する局部信号発信手段と、
前記分配手段の前段に設けられ、前記受信信号と前記帯域幅が制御された局部発振信号とを周波数乗算する周波数乗算手段と、
を具備し、
前記抽出手段は、前記制御信号に基づいて抽出する帯域幅を変化させる請求項2記載の無線受信装置。

[9] 前記直交復調手段の出力信号の振幅に基づいて、前記受信信号の受信電力値を算出する受信電力算出手段と、
直交復調手段にて直交復調された信号を前記受信電力値に応じて増幅する可変利得増幅手段と、
を具備する請求項2記載の無線受信装置。

[10] 前記遅延付加手段の前段に設けられ、前記分配手段により分配された前記他方の信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を取り除く帯域制限フィルタを具備する請求項2記載の無線受信装置。

[11] 中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とを多重した多重信号を送信する無線送信装置であつて、
前記変調信号を生成する変調信号生成手段と、
局部発振信号を生成する局部発振信号生成手段と、
前記局部発振信号生成手段にて生成された前記局部発振信号を用いて前記変調信号に周波数乗算して周波数を上げ、かつ、直交変調を行う直交変調手段と、
前記局部発振信号生成手段にて生成された前記局部発振信号に遅延を付加する遅延付加手段と、
前記直交復調手段にて直交復調された後の信号と、前記遅延付加手段にて当該直交復調された後の信号と位相が合うような遅延が付加された前記パイロット信号としての局部発振信号とを多重する合成器と、
を具備する無線送信装置。

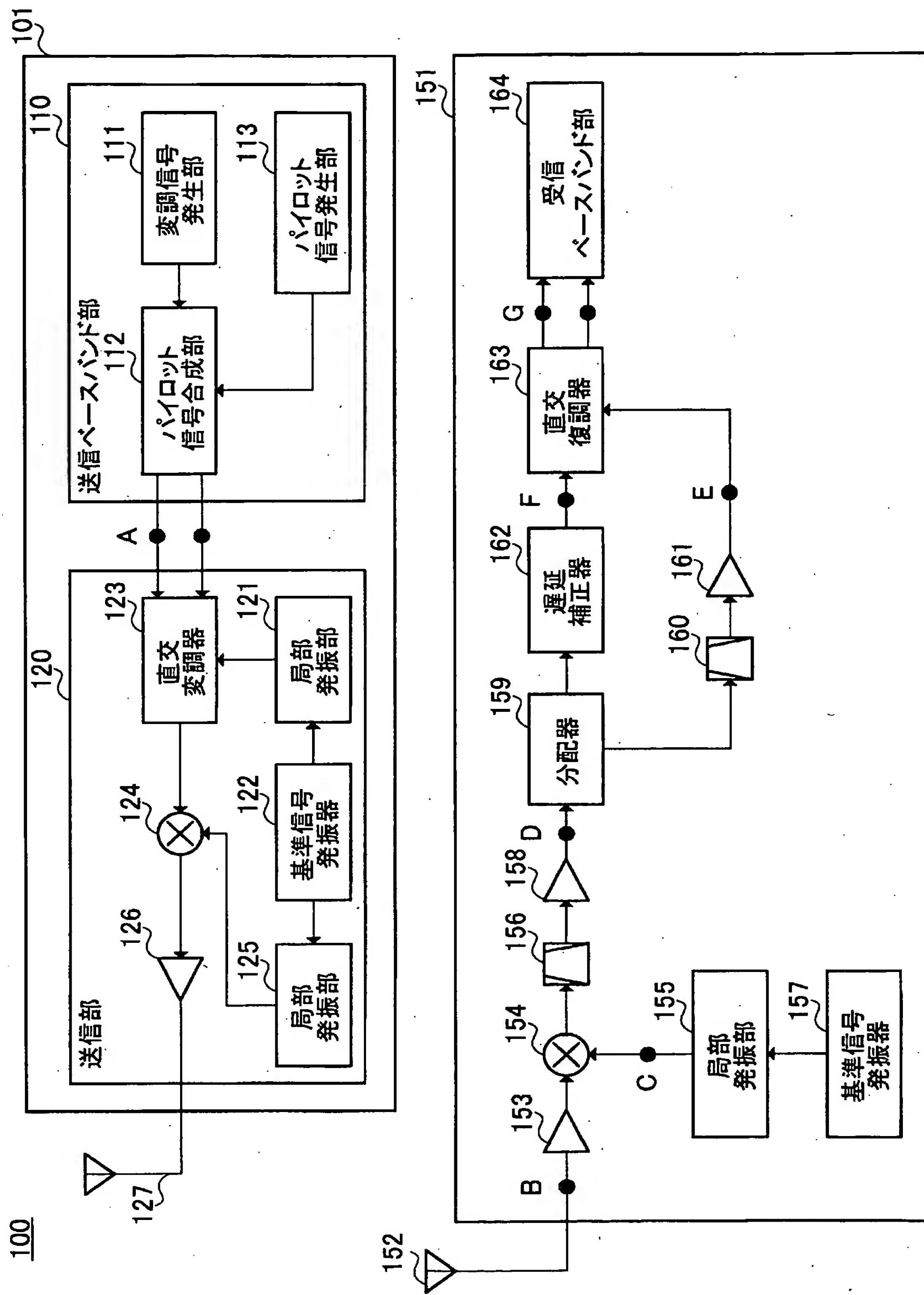
補正書の請求の範囲 [2005年7月21日(21.07.05) 国際事務局受理:出願
当初の請求の範囲11は補正された;他の請求の範囲は変更なし。(1頁)]

[9] 前記直交復調手段の出力信号の振幅に基づいて、前記受信信号の受信電力値を算出する受信電力算出手段と、
直交復調手段にて直交復調された信号を前記受信電力値に応じて増幅する可変利得増幅手段と、
を具備する請求項2記載の無線受信装置。

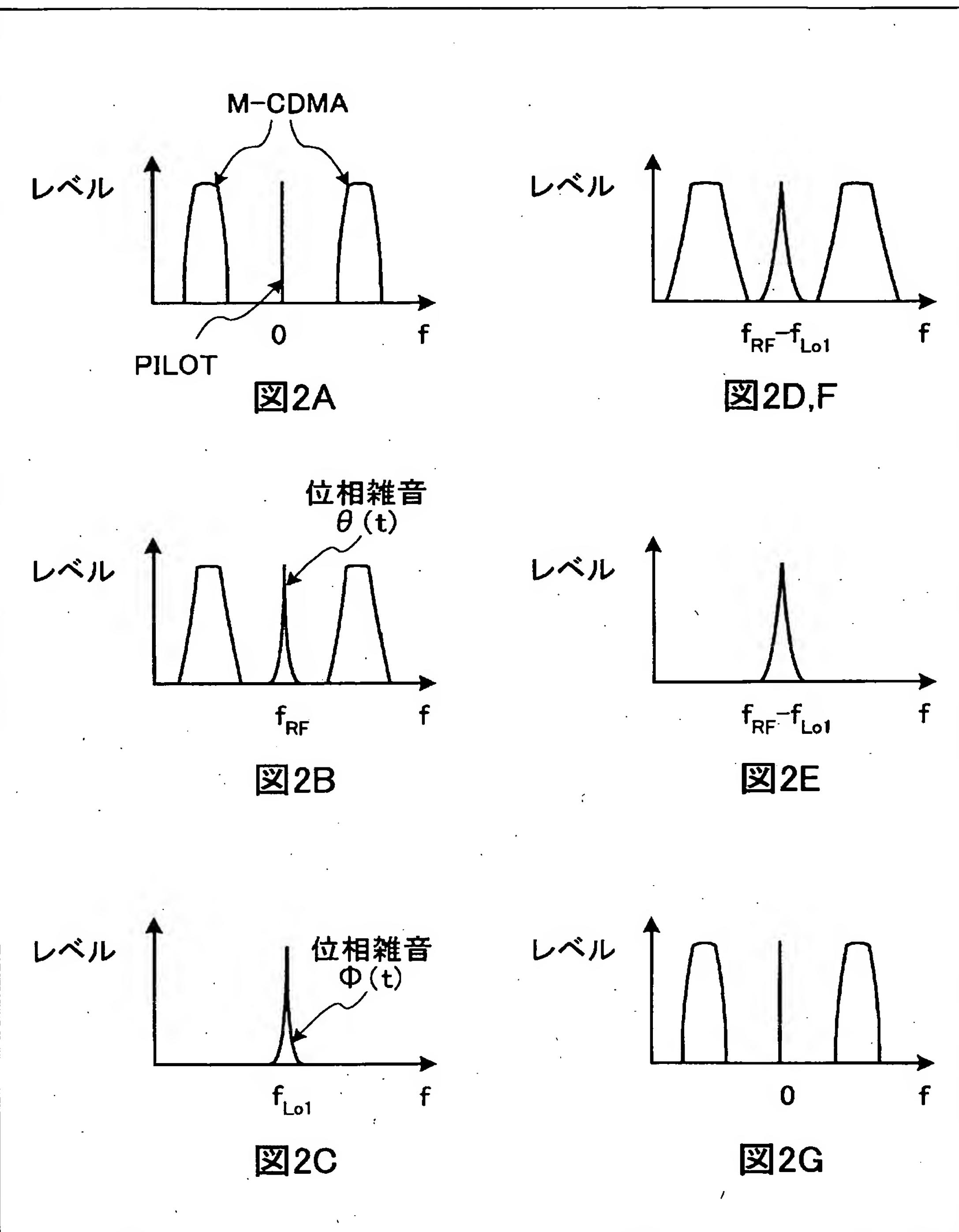
[10] 前記遅延付加手段の前段に設けられ、前記分配手段により分配された前記他方の信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を取り除く帯域制限フィルタを具備する請求項2記載の無線受信装置。

[11] (補正後) 中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とを多重した多重信号を送信する無線送信装置であつて、
前記変調信号を生成する変調信号生成手段と、
局部発振信号を生成する局部発振信号生成手段と、
前記局部発振信号生成手段にて生成された前記局部発振信号を用いて前記変調信号に周波数乗算して周波数を上げ、かつ、直交変調を行う直交変調手段と、
前記局部発振信号生成手段にて生成された前記局部発振信号に遅延を付加する遅延付加手段と、
前記直交変調手段にて直交変調された後の信号と、前記遅延付加手段にて当該直交変調された後の信号と位相が合うような遅延が付加された前記パイロット信号としての局部発振信号とを多重する合成器と、
を具備する無線送信装置。

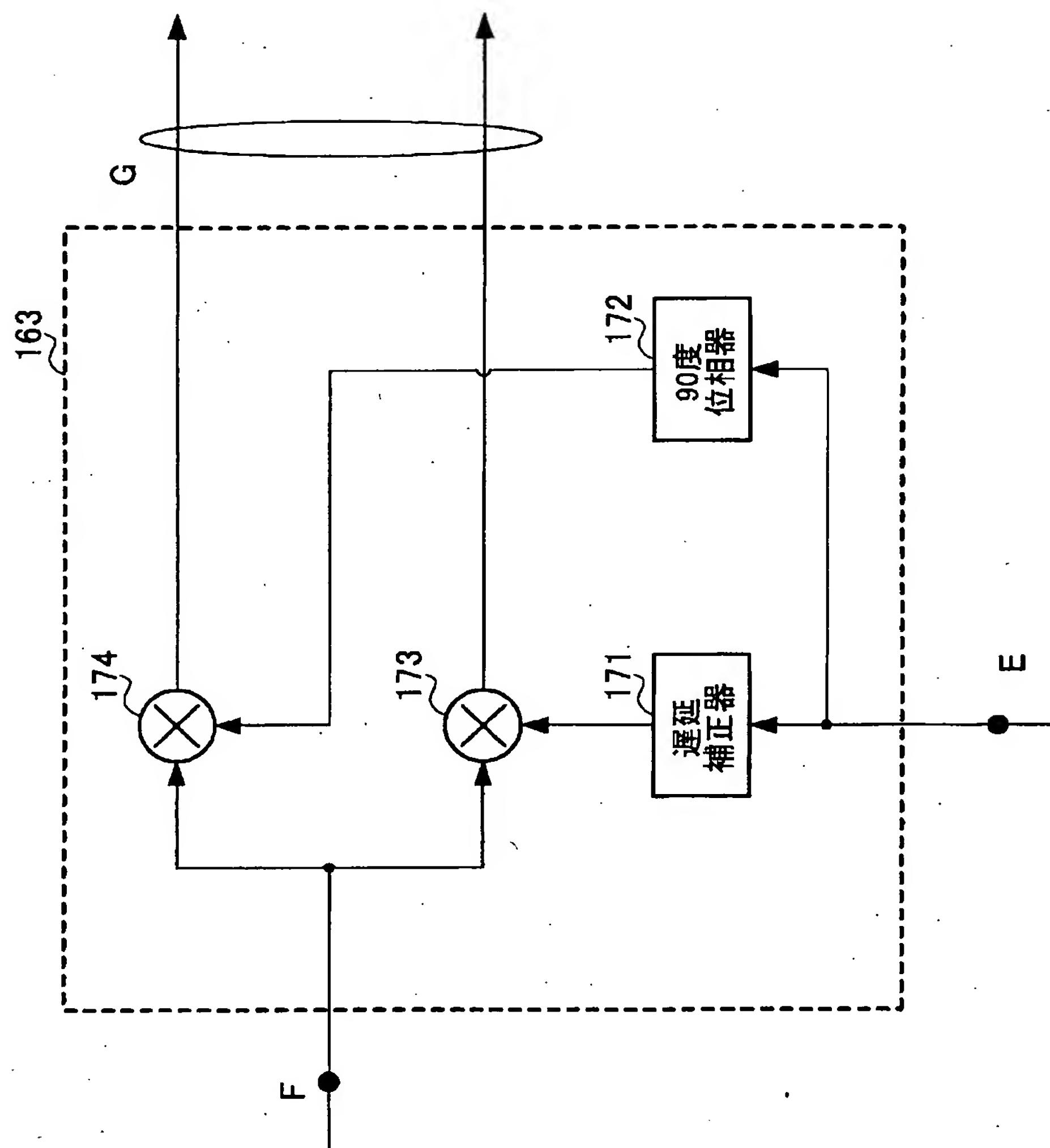
[図1]



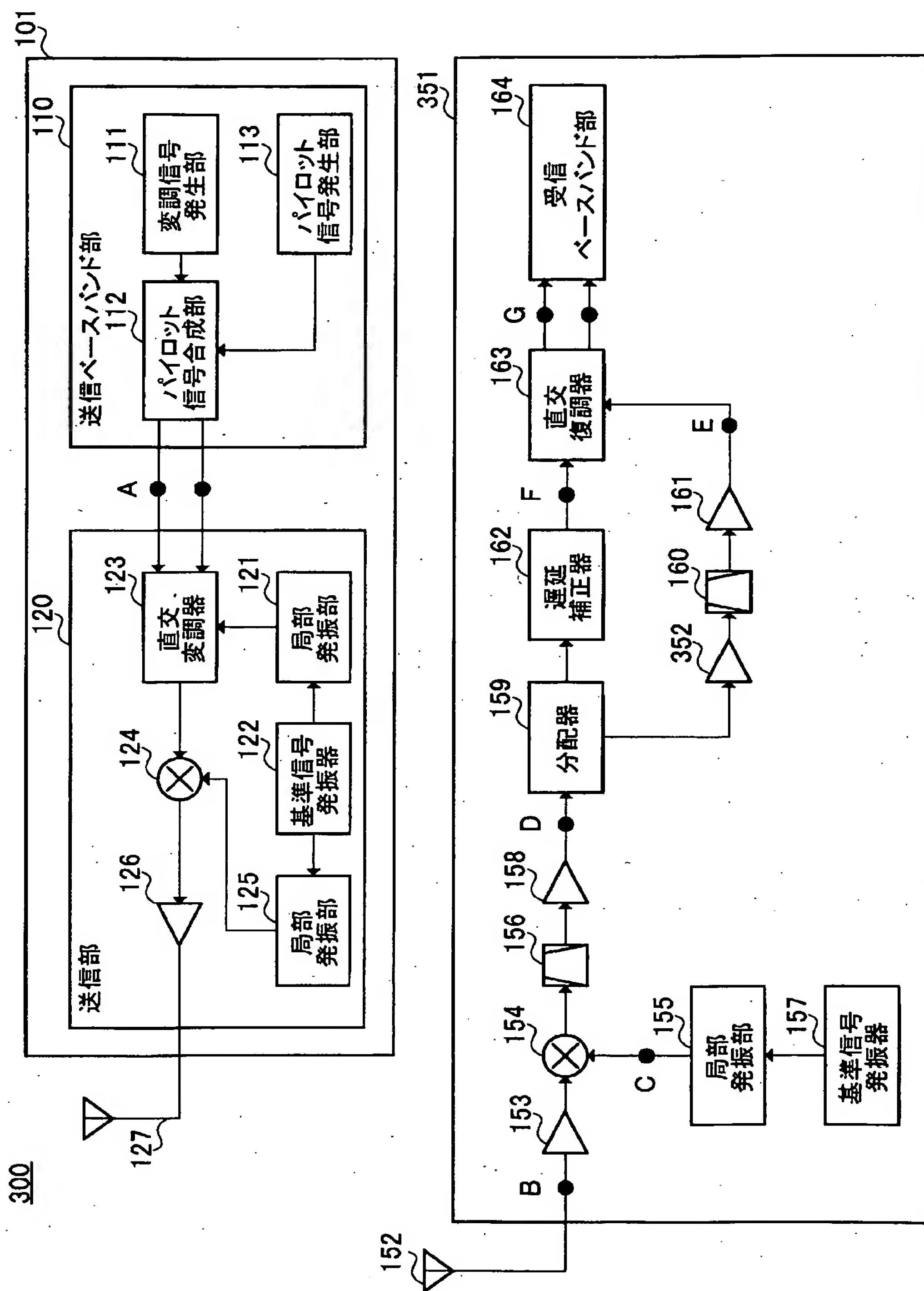
[図2]



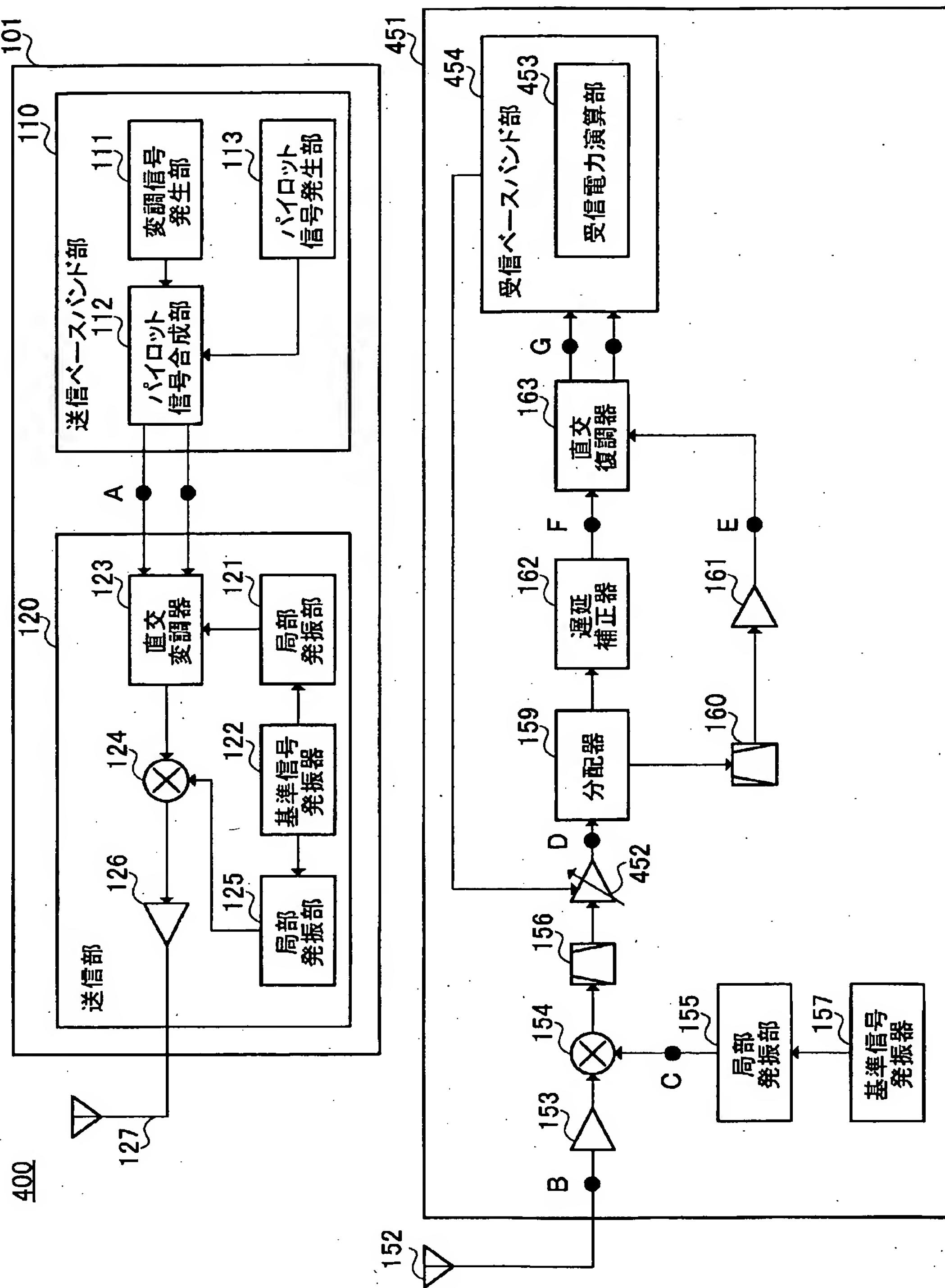
[図3]



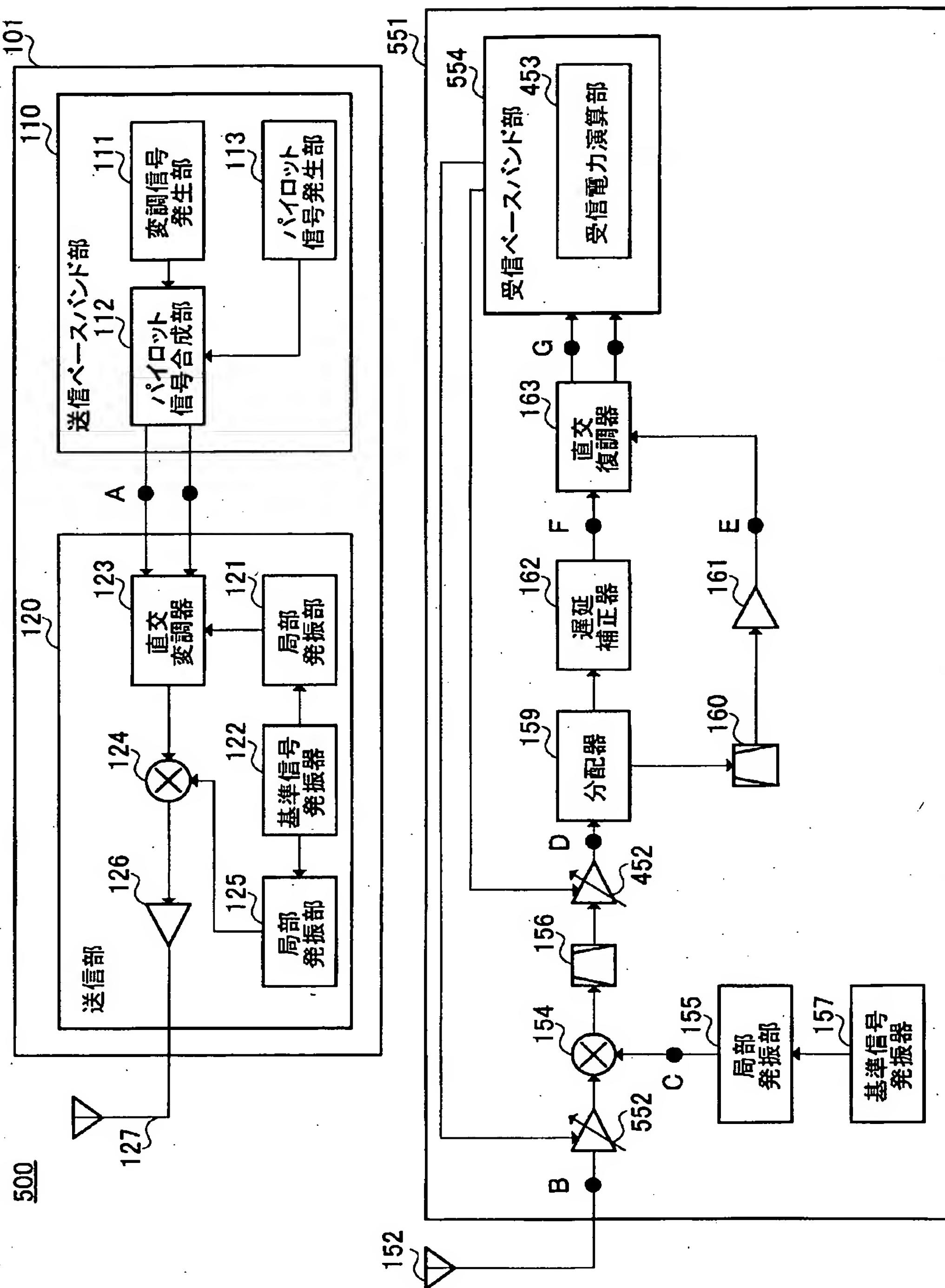
[ 4]



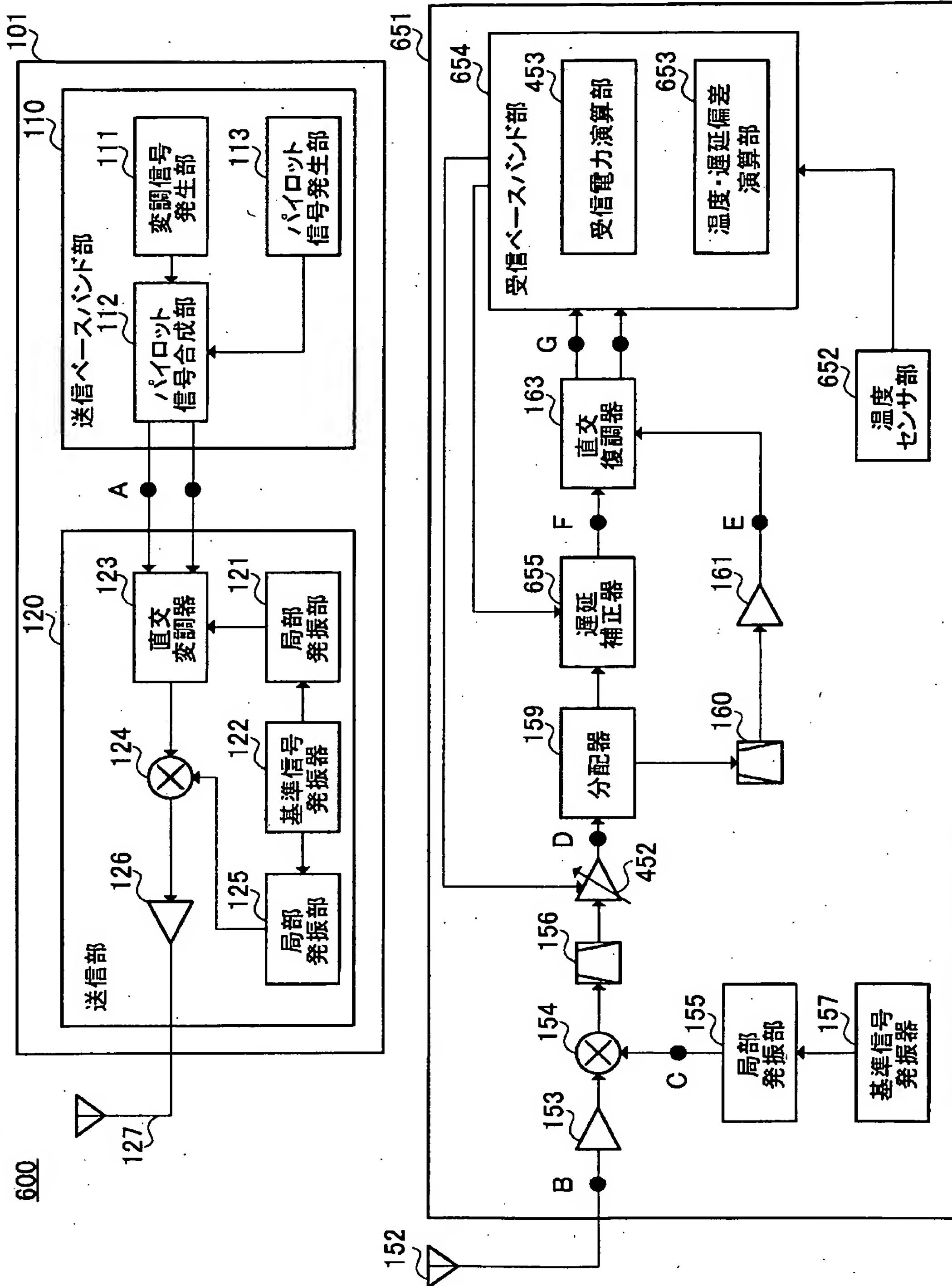
[5]



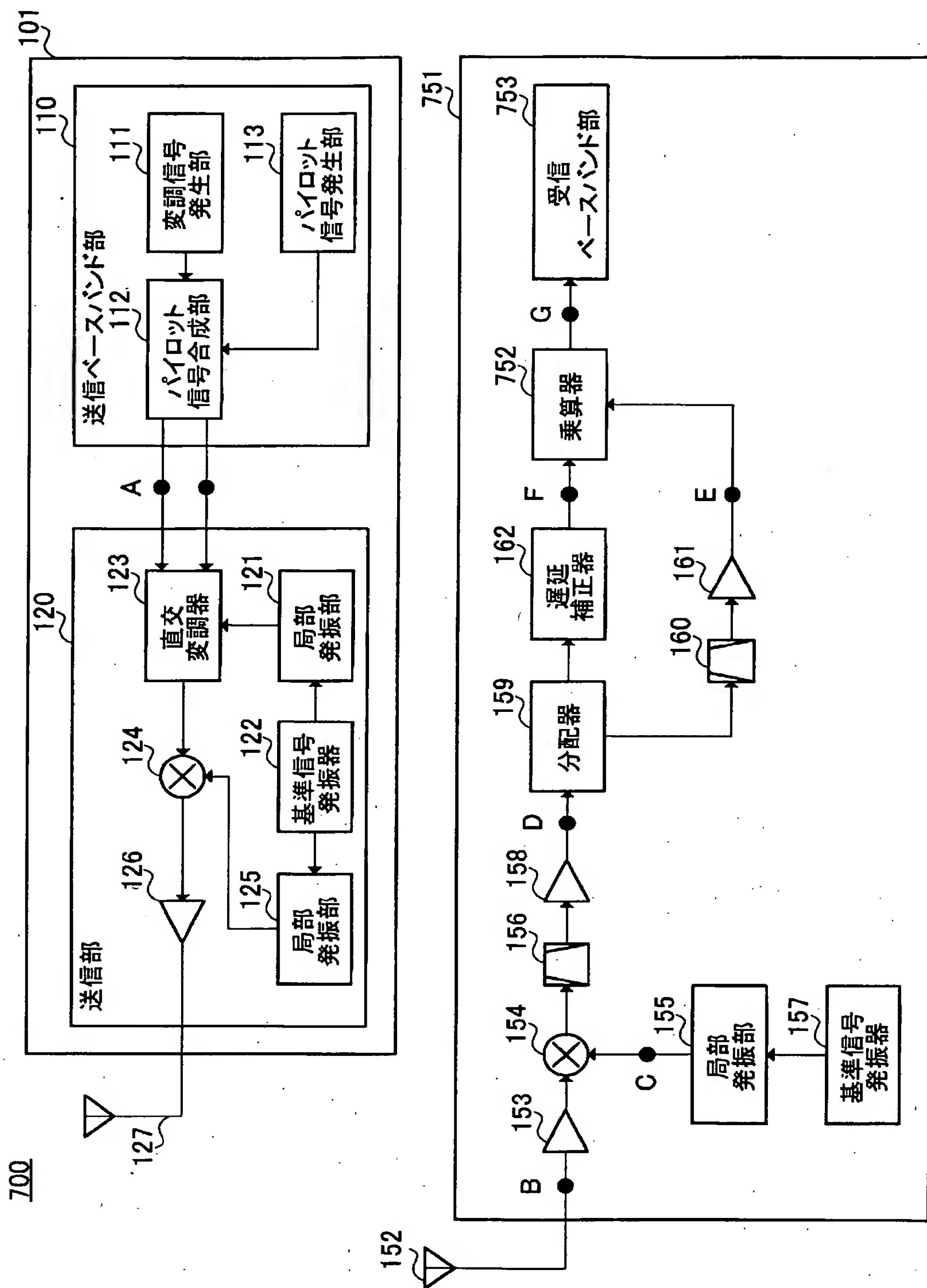
[図6]



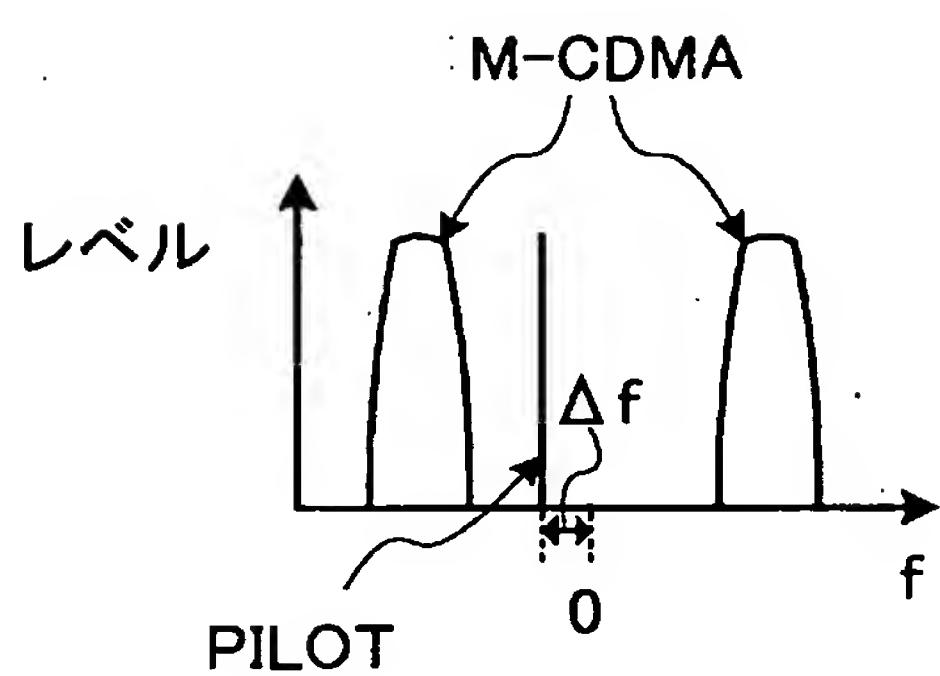
[図7]



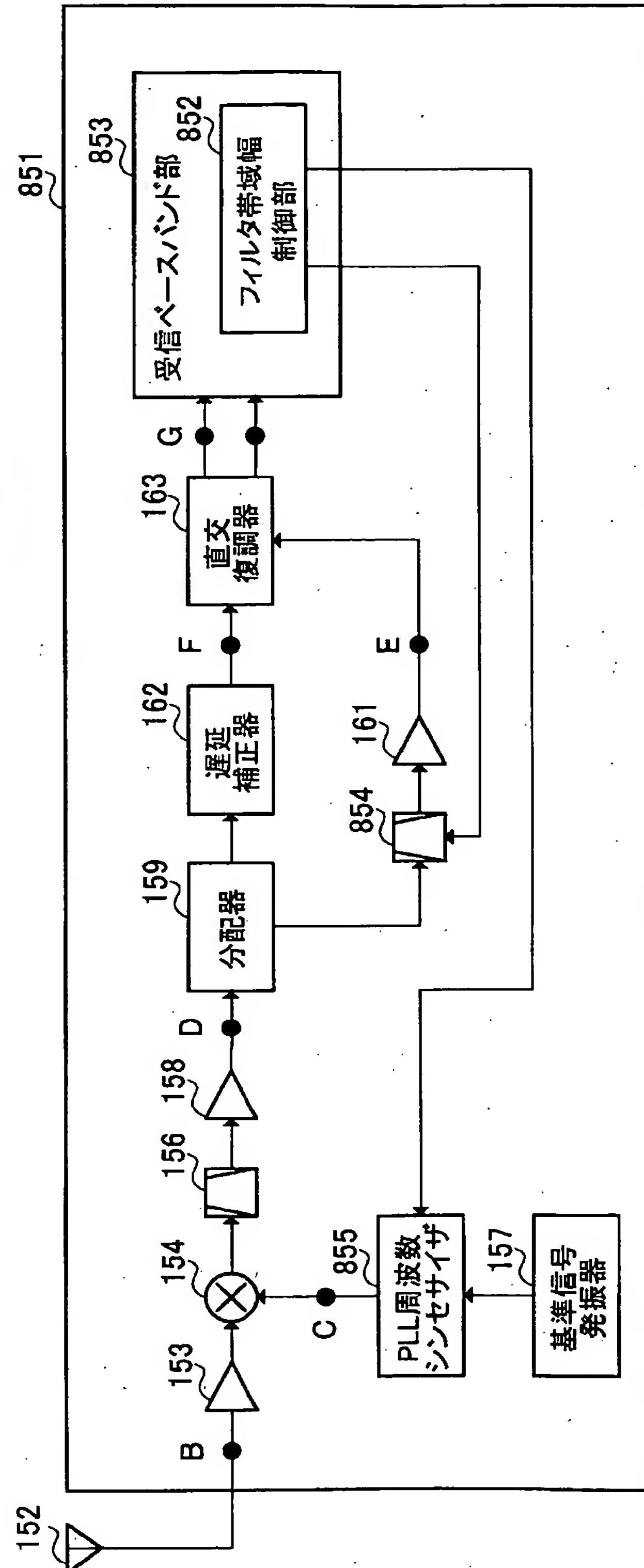
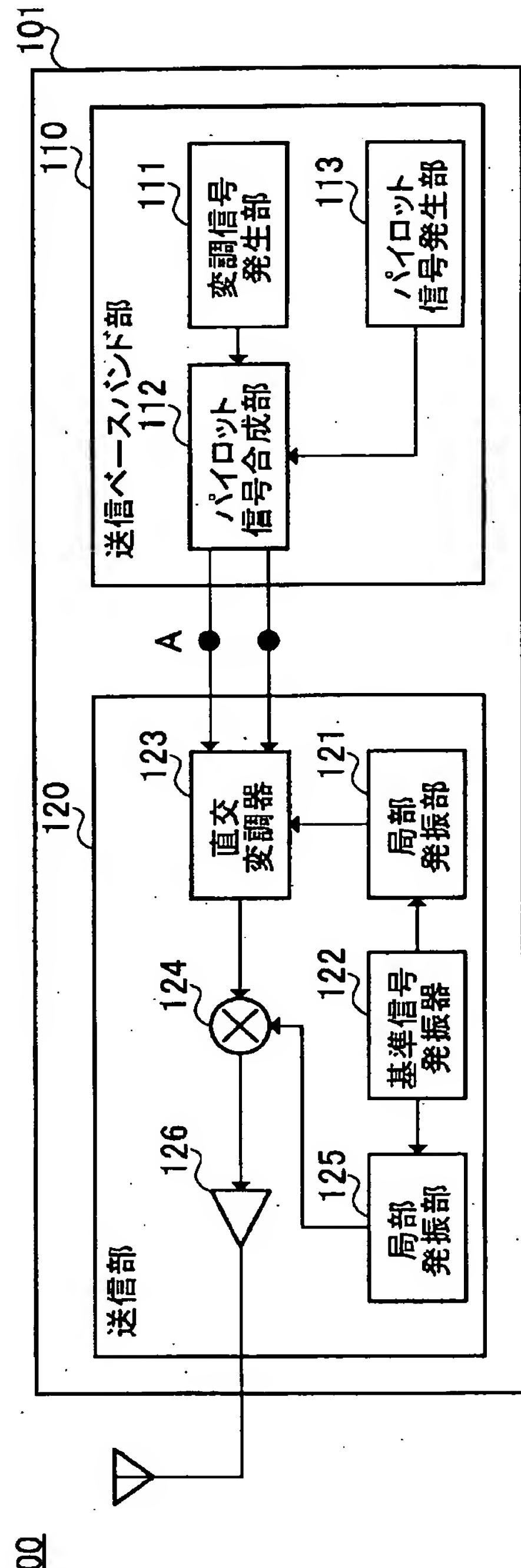
[8]



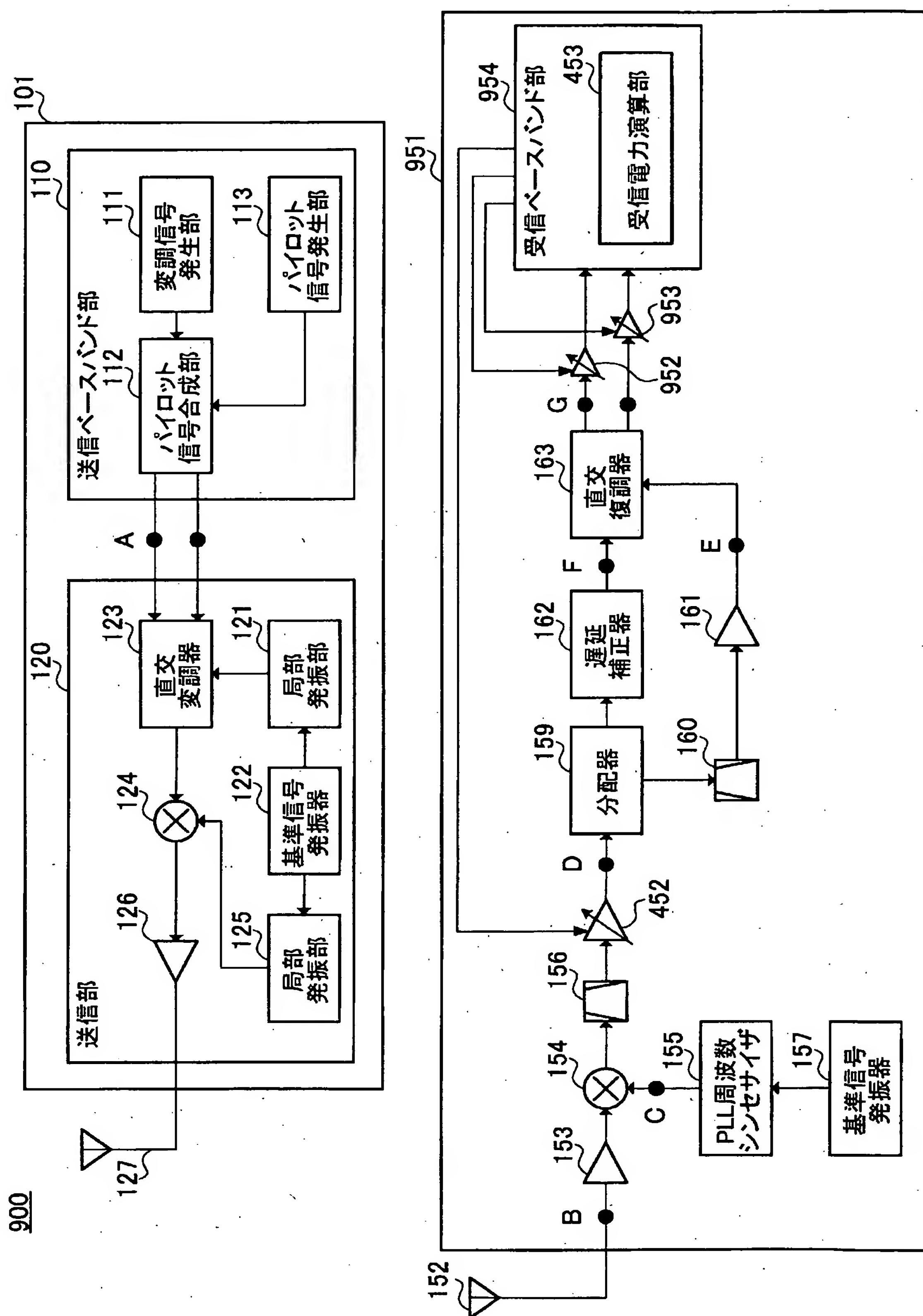
[図9]



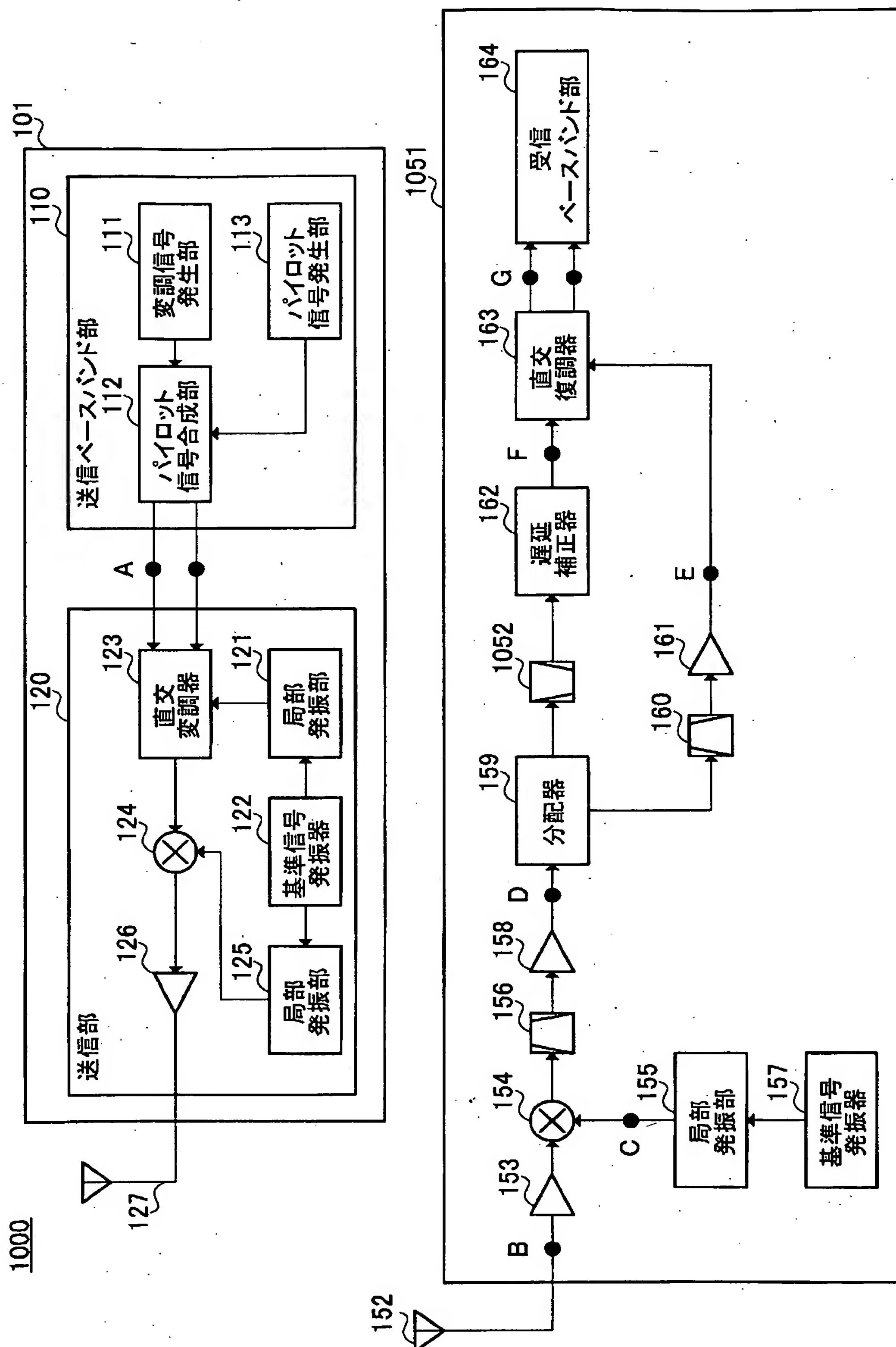
[図10]



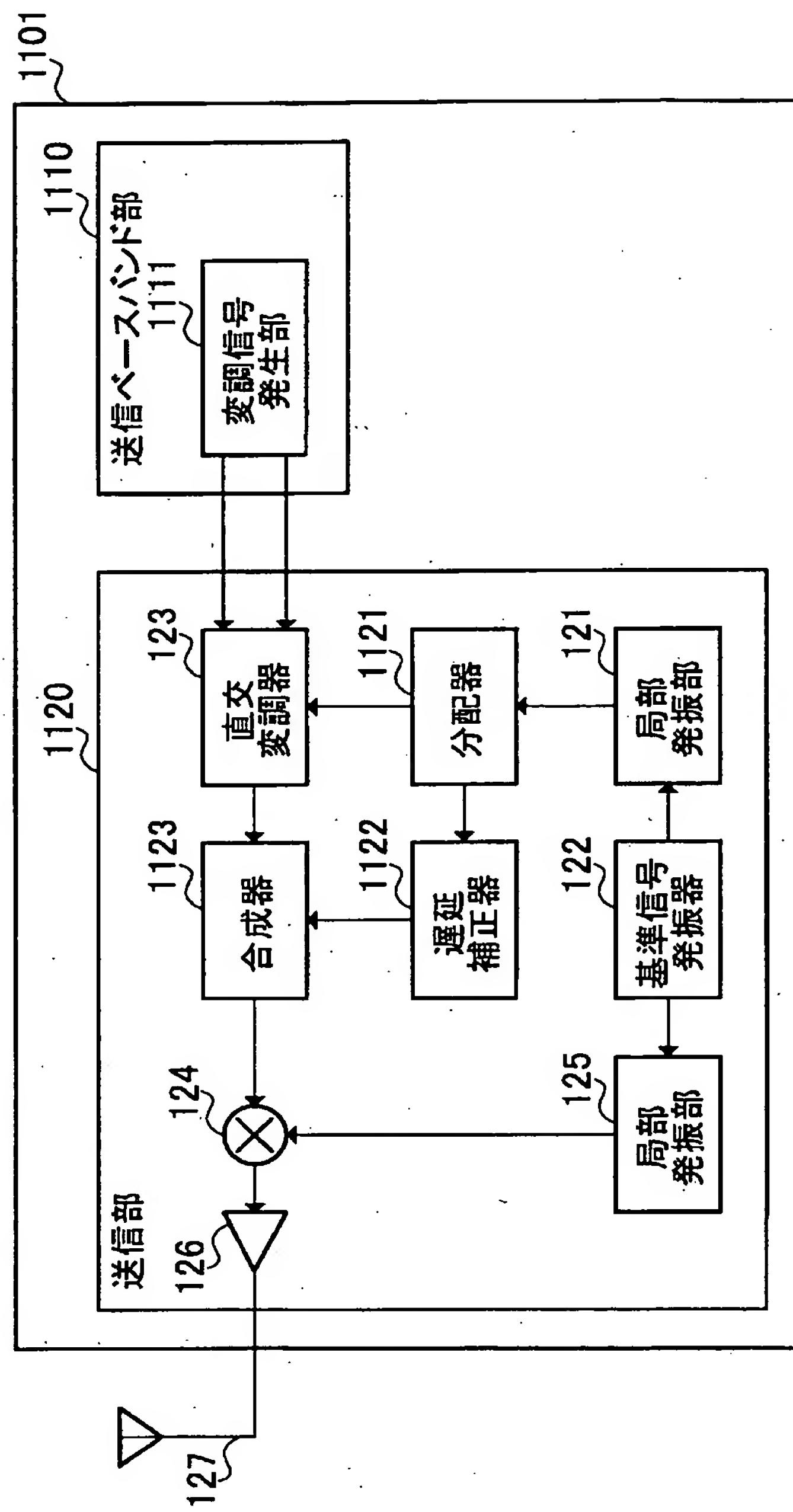
[図11]



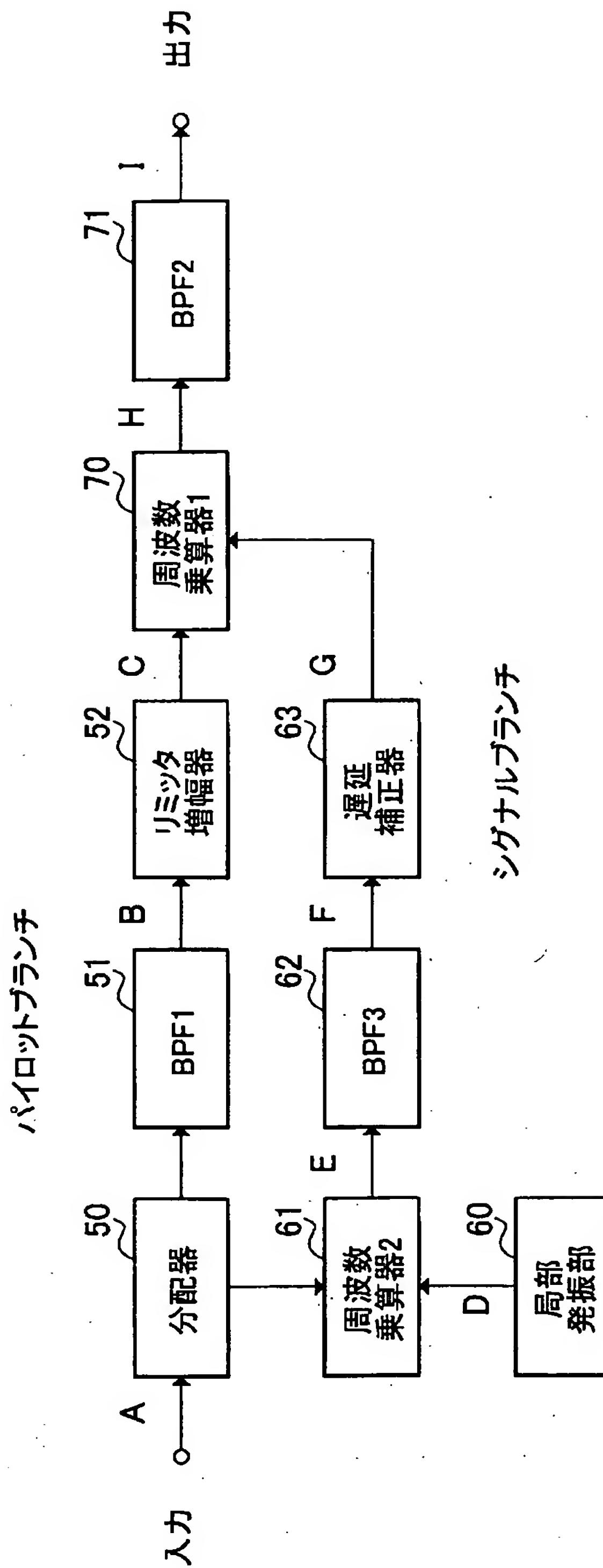
[図12]



[ 13]

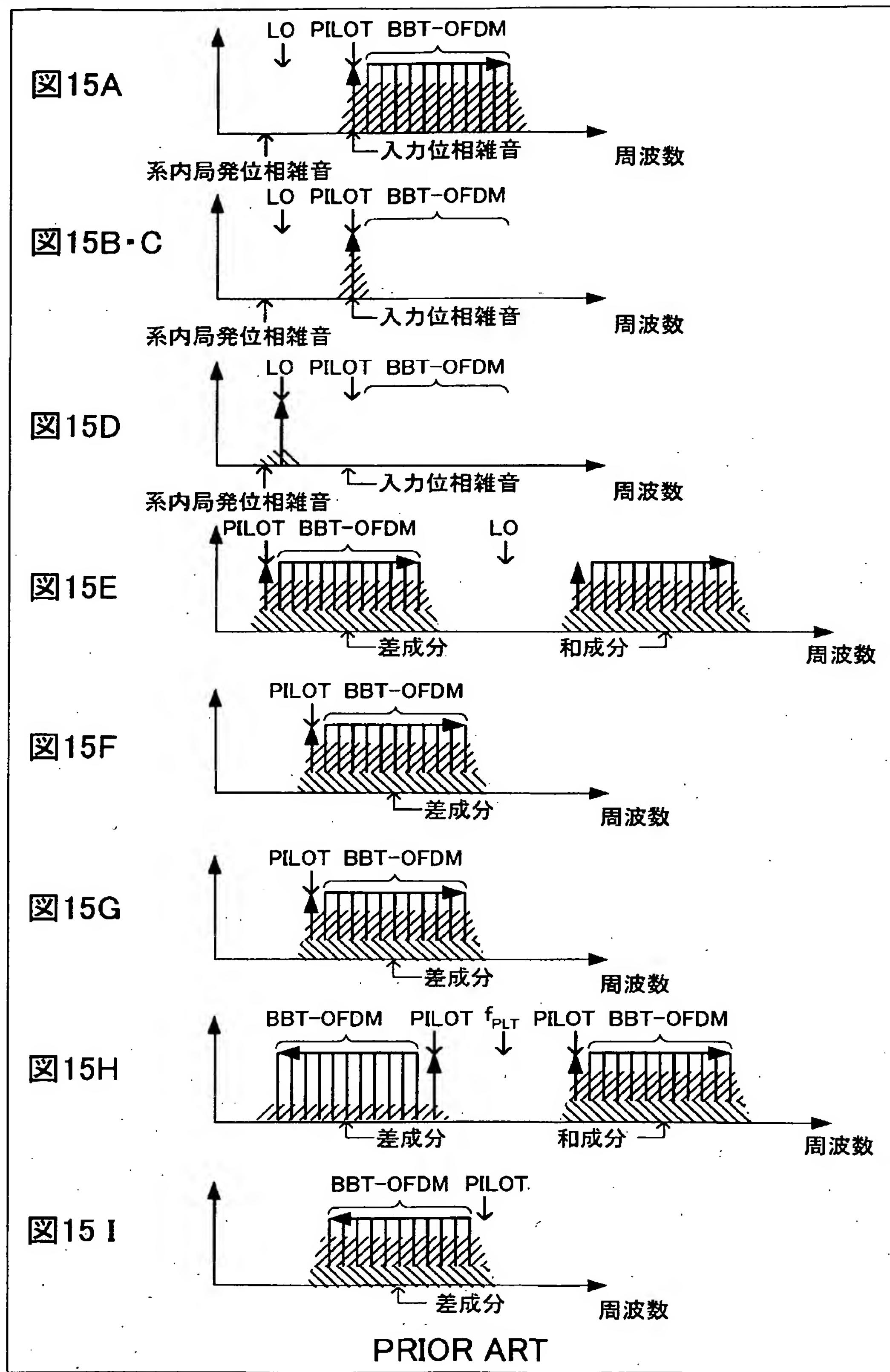


[14]



PRIOR ART

[図15]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/005268

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H04B1/707, 1/10, H04J1/14, H04L27/38

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H04B1/707, 1/10, H04J1/14, H04L27/38

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2005
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2005	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2003-87218 A (Matsushita Electric	1-3, 5-9
A	Industrial Co., Ltd.), 20 March, 2003 (20.03.03), Figs. 2, 3, 5 & US 2003/0179776 A1 25 September, 2003 (25.09.03) & EP 1401133 A1 24 March, 2004 (24.03.04) & CN 1465150 A 31 December, 2003 (31.12.03) & JP 2004-357339 A 16 December, 2004 (16.12.04) & WO 2003/003634 A1 09 January, 2003 (09.01.03)	4, 10, 11

 Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
24 May, 2005 (24.05.05)Date of mailing of the international search report
07 June, 2005 (07.06.05)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/005268

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP H11-8604 A (Hitachi Denshi, Ltd.),	1-3, 5-9
A	12 January, 1999 (12.01.99), Claim 3	4, 10, 11
	& JP 2004-242366 A 26 August, 2004 (26.08.04)	
	& JP 3565537 B2 15 September, 2004 (15.09.04)	
Y	JP 2002-94402 A (Hitachi, Ltd.),	1-3, 5-9
A	29 March, 2002 (29.03.02), Fig. 1 (Family: none)	4, 10, 11
Y	JP H9-153882 A (Victor Company Of Japan, Ltd.),	1-3, 5-9
A	10 June, 1997 (10.06.97), Fig. 3	4, 10, 11
	& US 6009073 A 28 December, 1999 (28.12.99)	
	& JP 2001-119364 A 27 April, 2001 (27.04.01)	
	& CN 1158040 A 27 August, 1997 (27.08.97)	
	& EP 765059 B1 04 December, 2002 (04.12.02)	
	& DE 69625150 E 16 January, 2003 (16.01.03)	
	& EP 765059 A2 26 March, 1997 (26.03.97)	
Y	JP H6-291553 A (Mitsubishi Electric Corp.),	3
A	18 October, 1994 (18.10.94), Fig. 1 (Family: none)	1, 2, 4-11
Y	JP 2000-232325 A (Japan Radio Co., Ltd.),	3
A	22 August, 2000 (22.08.00), Fig. 2 (Family: none)	1, 2, 4-11
A	JP H3-268616 A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 29 November, 1991 (29.11.91), Fig. 1 (Family: none)	4
Y	JP 2002-44064 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 08 February, 2002 (08.02.02), Claim 4 (Family: none)	6 1-5, 7-11

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/005268

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2003-179530 A (Alps Electric Co., Ltd.), 27 June, 2003 (27.06.03), Fig. 1; Par. No. [0096] & JP 2003-179531 A 27 June, 2003 (27.06.03) & US 2003/0109242 A1 12 June, 2003 (12.06.03) & EP 1318641 A2 11 June, 2003 (11.06.03)	8, 9 1-7, 10, 11
Y A	JP 2001-268145 A (NEC Corp.), 28 September, 2001 (28.09.01), Fig. 1 & GB 2360408 A 19 September, 2001 (19.09.01) & US 2001/0022821 A1 20 September, 2001 (20.09.01) & GB 2360408 B 24 December, 2003 (24.12.03) & JP 3531571 B2 31 May, 2004 (31.05.04)	9 1-8, 10, 11
Y A	JP 2002-44175 A (Japan Radio Co., Ltd.), 08 February, 2002 (08.02.02), Fig. 1 & JP 350817 B2 02 March, 2004 (02.03.04)	9 1-8, 10, 11
A	JP 2001-156726 A (Hitachi Kokusai Electric Inc.), 08 June, 2001 (08.06.01), Fig. 1 (Family: none)	10